
BACHELORARBEIT

Herr
Dirk Berschin

**Entwicklung der
Spannungsregelung eines
Gleichstromgenerators als Ersatz
für den Lithium-Ionen Akkumulator
eines Elektrorennfahrzeuges**

2014

BACHELORARBEIT

Entwicklung der Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators als Ersatz für den Lithium-Ionen Akkumulator eines Elektrorennfahrzeuges

Autor:
Herr Dirk Berschin

Studiengang:
Elektrotechnik

Seminargruppe:
ET10wE-B

Erstprüfer:
Prof. Dr.-Ing. Lutz Rauchfuß

Zweitprüfer:
Dipl.-Ing. Jan Roloff

Einreichung:
Mittweida, 24.01.2014

Bachelorthema für Dirk Berschin

Thema: Entwicklung der Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators als Ersatz für den Lithium-Ionen Akkumulator eines Elektrorennfahrzeuges.

Mittweida, 07.10.2013

Die Entwicklung eines Elektrorennfahrzeuges an der Hochschule Mittweida im Rahmen der „formula student electric (fse)“ erfordert die Bereitstellung einer leistungsfähigen Gleichspannungsquelle für den Betrieb des elektrischen Antriebsmotors. Im Fahrzeug übernimmt ein Lithium-Ionen Akkumulator die Bereitstellung der elektrischen Energie mit angepasster Spannungsebene und Strombelastbarkeit. Am Prüfstand muss der Antriebsmotor in Betrieb genommen, sowie Belastungs- und Dynamikversuche durchgeführt werden. Um reproduzierbare Versuchsbedingungen einstellen zu können, wäre die Konditionierung des Li-Ionen Akkumulators zeitaufwändig und würde dessen Lebensdauer verkürzen. Als Ersatz des Akkumulators soll ein fremderregter Gleichstromgenerator, angetrieben von einer Synchronmaschine, die Bereitstellung der Gleichspannung übernehmen. Für den fremderregten Gleichstromgenerator ist die Regelung der Ankerspannung über den Erregerstrom zu entwickeln!

Arbeitspakete

Maschinensatz:

- Nach dem asynchronen Hochlauf soll der Nenn-Motor-Betrieb der Synchronmaschine, durch die Regelung des Erregerstromes eingestellt werden
- Regelung der Ankerspannung des Gleichstromgenerators über das Einprägen des Erregerstromes

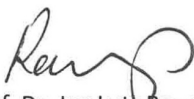
Programmierung des DSP:

- Entwurf und Aufbau der Schützschaltungen für Haupt- und Hilfskreis im Schaltschrank
- Entwicklung der Schaltschrank-Routine, gesteuert von einem Digitalen Signalprozessor (DSP)
- AD-Wandlung analoger Größen und Implementierung der Regelung im DSP
- DA-Wandlung interner Größen (DSP) zur transparenten Darstellung am Oszilloskop

Entwicklung des Sicherheitskonzeptes für den Laborbetrieb:

- Durchführung einer Fehlermöglichkeits- und Einflussanalyse (FMEA) als Grundlage der zu entwickelnden Sicherheitsfunktionen zur Überwachung der Schaltschrankanschlüsse auf:
offene Klemmen, Kurzschluss, extern angeschlossene Quellen
- NOT-AUS-Konzept und dazugehörige Wiedereinschaltkriterien

Hochschulbetreuer:



Prof. Dr.-Ing Lutz Rauchfuß

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	5
Abkürzungsverzeichnis.....	VII
Symbolverzeichnis.....	VIII
Abbildungsverzeichnis.....	X
Tabellenverzeichnis.....	XII
1 Einleitung.....	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Die Aufgabenstellung.....	2
2 Der Maschinensatz.....	3
2.1 Die Synchronmaschine.....	4
2.1.1 Der Anlaufvorgang.....	5
2.1.2 Einprägen des Erregerstromes.....	8
2.1.3 Der stationäre Betrieb.....	10
2.2 Die Gleichstrommaschine.....	12
2.2.1 Theoretische Grundlagen.....	12
2.2.2 Herleiten der Regelparameter.....	14
3 Sicherheitskonzept.....	16
3.1 Fehler- und Einflussanalyse.....	17
3.2 Das NOT AUS.....	27
4 Ansteuerung.....	29
4.1 Die Schütze.....	29
4.2 Generierung der Erregerströme.....	31
4.3 Analoge Messgrößen.....	34
4.4 Analoge Ausgangsgrößen.....	36
5 DSP – Digitaler Signal Prozessor.....	37
5.1 Hardware.....	37
5.2 Software.....	38
5.2.1 Timer.....	38
5.2.2 Ansteuerung der Schütze.....	39
5.2.3 Ausgabe über DAC.....	40
5.2.4 Einlesen mittels ADC.....	42
5.2.5 Der Programmablauf.....	44
6 Das Fazit.....	47

Literaturverzeichnis.....	X
Anlagen.....	XI
Eigenständigkeitserklärung.....	XXIII

Abkürzungsverzeichnis

SM

...Synchronmaschine

GSM

...Gleichstrommaschine

DSP

...Digitaler Signal Prozessor

ADC

...Analog Digital Converter

DAC

... Digital Analog Converter

DAI

...Digital Application Interface

DPI

...Digital Peripheral Interface

SRU

...Signal Routing Unit

I2S

...Inter IC Sound

TWI

...Two Wire Interface

UART

...Universal Asynchronous Receiver Transmitter

IDE

...integrated development environment, integrierte Entwicklungsumgebung

ISR

...Interrupt Service Routine

B6U

...ungesteuerter Sechsuplus Brückengleichrichter

Symbolverzeichnis

n	Drehzahl
ω	Kreisfrequenz
f	Frequenz
p	Polpaarzahl
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor
$k \Phi$	Maschinenkonstante der Gleichstrommaschine
$U_{L,L}$	Leiter – Leiter - Spannung
I_L	Leiterstrom
S	Scheinleistung
P	Wirkleistung
Q	Blindleistung
U_E	Erregerspannung
I_E	Erregerstrom
U_A	Ankerspannung
I_A	Ankerstrom
I_S	Ständerstrom
U_q	Quellspannung
L_E	Erregerinduktivität
L_A	Ankerinduktivität
R_E	Erregerwiderstand

R_A	Ankerwiderstand
τ_A	Ankerzeitkonstante
τ_E	Erregerzeitkonstante
$G(p)$	Übertragungsfunktion
$U_{wechsel}$	Eingangsspannung der B6U, entspricht Leiter-Erde Spannung
U_{Gleich}	Ausgangsspannung der B6U

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Ständer Synchronmaschine.....	5
Abbildung 2: Anlauf mit offenen Läuferkreis.....	6
Abbildung 3: Anlauf mit 11Ω Widerstand im Läuferkreis.....	7
Abbildung 4: Anlauf mit kurzgeschlossen Läuferkreis.....	7
Abbildung 5: Ausschnitt aus dem Läuferkreis.....	8
Abbildung 6: magnetischer Zusammenhang zwischen Läufer und Ständer.....	9
Abbildung 7: aufgenommene V-Kurve.....	11
Abbildung 8: Ideale V-Kurve.....	11
Abbildung 9: Ersatzschaltung eines Ankerkreis.....	12
Abbildung 10: Blockschaltbild der Regelung der Ankerspannung.....	13
Abbildung 11: Masche des Erregerkreises der GSM.....	14
Abbildung 12: Ausschaltvorgang gemessen, ohmsche Last, 14,8A.....	18
Abbildung 13: Ausschaltvorgang simuliert, ohmsche Last, 14,8A.....	18
Abbildung 14: Ausschaltvorgang gemessen, mit $100\mu\text{F}$ Kondensator.....	19
Abbildung 15: Ausschaltvorgang simuliert mit $100\mu\text{F}$	19
Abbildung 16: Einschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V.....	20
Abbildung 17: Einschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand.....	20
Abbildung 18: Einschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator.....	20
Abbildung 19: Ausschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V.....	21
Abbildung 20: Ausschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand.....	21
Abbildung 21: Ausschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator.....	21
Abbildung 22: Einschaltvorgang einer motorischen Last bei 400V.....	22
Abbildung 23: Einschaltvorgang einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand.....	22

Abbildung 24: Einschaltvorgang einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator.....	23
Abbildung 25: Einschaltvorgang einer kapazitiven Last bei 400V.....	23
Abbildung 26: Einschaltvorgang einer kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand.....	23
Abbildung 27: Einschaltvorgang einen kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator.....	23
Abbildung 28: Einschaltvorgang einer motorisch kapazitiver Last bei 400V.....	24
Abbildung 29: Einschaltvorgang einer motorisch kapazitiver Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator.....	24
Abbildung 30: Timing Diagramm 4094N.....	39
Abbildung 31: Timing Diagramm des DAC AD 5668.....	40
Abbildung 32: 32Bit Eingangsword des DAC.....	41
Abbildung 33: ADC Timing, Initialisierung und Start der Wandlung.....	42
Abbildung 34: ADC Timing, Auslesen der digital Werte.....	43

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Typenschild der Synchronmaschine.....	4
Tabelle 2: Typenschild der Gleichstrommaschine.....	12

1 Einleitung

Die Elektromobilität ist ein bedeutender Bestandteil der Energiewende in Deutschland. Der wichtigste Aspekt eines Elektrofahrzeuges ist neben dem Motor der Akkumulator, welcher die Energie für die Mobilität bereitstellt.

1.1 Motivation

Die Ansteuerung des Antriebsmotors eines Elektrorennfahrzeuges muss im Rahmen der „formular student electric (fse)“ verschiedene Versuche am Prüfstand absolvieren. Diese Versuche finden immer auf Basis der aktuellen Spannung statt, welcher der Lithium-Ionen Akkumulator bereitstellt. Diese Spannung ist von vielen Parametern abhängig, v.a. von Temperatur und Ladezustand. Die Reproduzierbarkeit von Versuchsergebnissen ist innerhalb der Entwicklungsphase der Motoransteuerung von entscheidender Bedeutung. Somit müsste der Akkumulator vor jedem Versuch konditioniert werden um den gewünschten Bereich seiner Spannungskurve zu erreichen. Diese Konditionierung hat erheblichen negativen Einfluss auf die Lebensdauer des Akkumulators. Damit dieser Prozess der Konditionierung innerhalb der Entwicklungsphase zu vermieden wird, wird der Lithium-Ionen Akkumulator mittels eines fremderregten Gleichstromgenerators simuliert.

1.2 Die Aufgabenstellung

Der Gleichstromgenerator bietet einen Spannungsbereich zwischen 0 – 400V mit einer Strombelastbarkeit bis hin zu 64A. Die Gefahr durch den vom Generator bereitgestellten elektrischen Strom ist nicht zu unterschätzen. Daher ist die Durchführung einer Fehler- und Einflussanalyse unumgänglich um ein nachvollziehbares Sicherheitskonzept erstellen zu können. Im Falle eines Fehlers oder einer Fehlbedienung ist die Sicherheit des Anwenders und nachfolgend der Schutz des Maschinensatz zu gewährleisten.

Das Kernstück der Anlage ist der zur Verfügung stehende Maschinensatz, bestehend aus einer fremderregten Synchronmaschine und einer fremderregten Gleichstrommaschine. Die Synchronmaschine (SM) wird als Motor, die Gleichstrommaschine (GSM) als Generator gefahren. Die Steuerung wird von einem Digitalen Signal Prozessor (DSP) übernommen. Dieser soll die Schaltbefehle für die Schütze generieren, die Erregerströme der Maschinen regeln, Messgrößen auswerten und analoge Ausgangsgrößen zum Entwickler senden. Der Aufbau der Elektronik, welche nötig ist dies umzusetzen, leitet sich somit als Aufgabe ab.

Die vorrangige Aufgabe der Anlage ist die Simulation eines Lithium-Ionen Akkumulators. Diese leistungsstärkere, variable Gleichspannungsquelle soll jedoch auch den Studenten im Labor „Elektrische Maschinen“ an der Hochschule Mittweida zur Verfügung stehen. Damit geht die Forderung einher, eine möglichst einfach und sicher zu bedienende Steuerung zu realisieren, welche auf Falscheingaben im Bewusstsein auf maximale Sicherheit reagiert.

2 Der Maschinensatz

Das Herz der Anlage ist der Maschinensatz bestehend aus einer Synchronmaschine und einer Gleichstrommaschine. Diese Art der Maschinenkombination an einer Welle, d.h. eine Drehstrommaschine und eine Gleichstrommaschine, ist auch als Umformer bekannt. Sie kann sowohl im wechsel- als auch im gleichrichter Betrieb gefahren werden. Damit ist man in der Lage einen Gleichstrom in einen von Oberwellen unbelasteten Drehstrom umzuformen. Dies ist ein großer Vorteil gegenüber Wechselrichtern. Der von ihnen generierte Drehstrom ist mit Oberwellen belastet, welche sich negativ auf die Netzqualität auswirken. Während der Umformung treibt der Gleichstrom die Gleichstrommaschine an, damit diese mechanische Arbeit an der gemeinsamen Welle leisten kann. Die Synchronmaschine wird durch die Welle angetrieben und arbeitet als Generator, dadurch kann sie elektrische Energie abgeben. Weiterhin kann dieser Prozess auch umgekehrt werden. Mittels Synchronmaschine kann elektrische Energie aus dem Drehstromnetz aufgenommen und durch die Gleichstrommaschine als elektrische Energie, in Form eines Gleichstromes, bereitgestellt werden. Diese Art der Umwandlung wird genutzt um eine Lithium-Ionen Batterie zu simulieren, welche ebenfalls Gleichstrom bereitstellt.

2.1 Die Synchronmaschine

Anhand des Namen ist die Besonderheit der Maschine zu erkennen, sie läuft synchron zur Quelle welche sie speist. Dies bedeutet, dass die Drehzahl der Maschine konstant ist, außer sie wird massiv überlastet und gerät „Außer Tritt“. Aus der Drehzahl bei 50Hz Netzfrequenz und unter Berücksichtigung der Formel: $n = \frac{f \cdot 60}{p}$, kann geschlussfolgert werden, dass die Polpaarzahl zwei ist.

Weitere wichtige Parameter der Maschine kann man dem Typenschild entnehmen.

Kenngröße	Wert	Einheit
U_{LL}	120 400 500	V
I_L	36 36 29	A
S	7,5 25 25	kVA
n	450 – 3000	min ⁻¹
cos φ	0,8 ind	
U_E	67,6	V
I_E	12,8	A

Tabelle 1: Typenschild der Synchronmaschine

Anhand der Angabe eines Erregerstromes ist zu erkennen, dass es sich um eine elektrisch erregte Maschine handelt. Dies bedeutet das ein Erregerstrom in die Läuferwicklungen gespeist werden muss, damit die Synchronmaschine ein Moment an der Welle erzeugen kann.

Weitere Besonderheiten der vorliegenden Synchronmaschine sind der Dämpferkäfig, welcher einen asynchronen Anlauf ermöglicht und das Reluktanzmoment, welches Einfluss auf die Erregung der Maschine nimmt. Diese Eigenschaften der Maschine haben Einfluss auf den Anlaufvorgang.

2.1.1 Der Anlaufvorgang

Für den Anlauf einer Synchronmaschine gibt es mehrere Möglichkeiten. Man kann sie mittels eines Anwurfmotors auf ihre Synchrondrehzahl bringen oder durch den Einsatz eines Frequenzumrichters die Maschine langsam anfahren. Ein weitere Möglichkeit ist der asynchrone Anlauf, dazu wird ein Dämpferkäfig benötigt. Dieser ist vorhanden, deshalb wird diese Möglichkeit des Anlaufes umgesetzt.

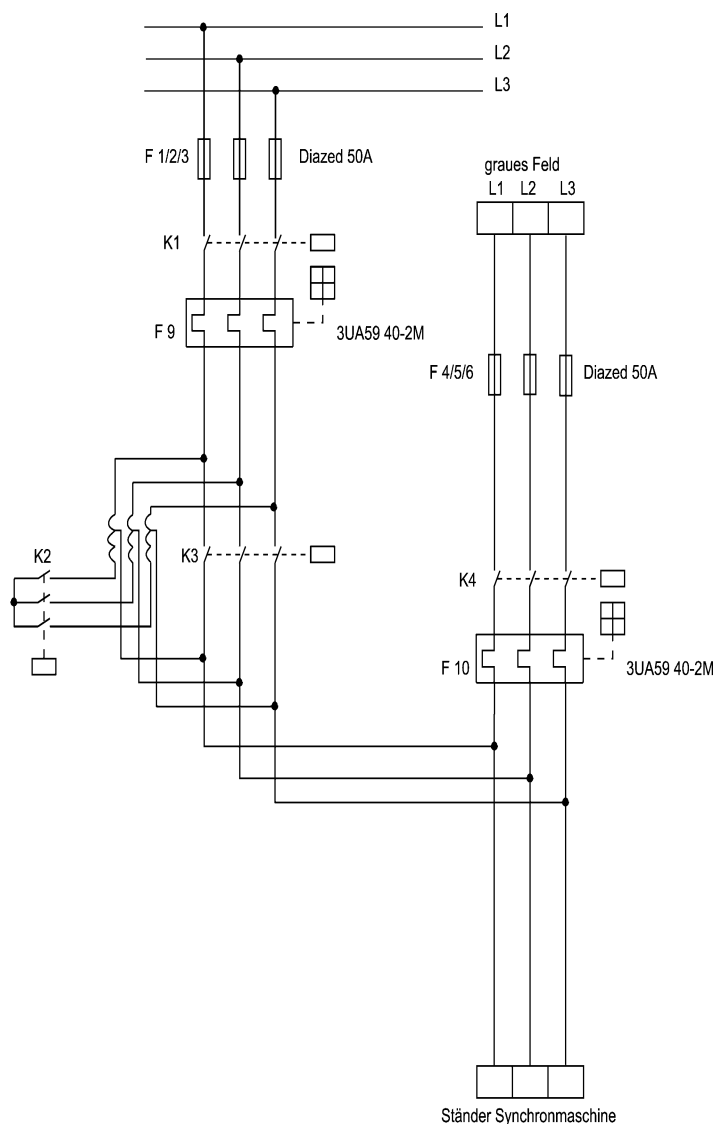


Abbildung 1: Ständer Synchronmaschine

Durch vorschalten eines Spartransfmators kann die Strombelastung der Synchronmaschine im Anlauf minimiert werden. Indem (Abbildung 1) ein 230/400V Leiter-Leiter-Spannung Anlauf genutzt wird, wobei das Umschalten von 230V auf 400V durch öffnen von K2 und schließen von K3 erfolgt. Dies bedeutet, dass an die Maschine zuerst eine Leiter-Leiter-Spannung von 230V angelegt wird. Damit läuft die

Synchronmaschine auf ihre Nenndrehzahl hoch. Jetzt erfolgt die Umschaltung auf 400V Leiter-Leiter-Spannung, der Spartransformator wird dabei gebrückt. Danach läuft die Maschine synchron zum Netz. Dieser einfach umzusetzende Anlauf wird durch Dämpferkäfig und Reluktanzmoment ermöglicht. Ohne Reluktanzmoment wäre die Synchronmaschine nicht in der Lage sich selbstständig zu synchronisieren. Da kein Moment auf den Läufer wirken würde, solange kein Erregerstrom durch die Läuferwicklungen fließen würde.

Während die Situation im Ständer der Synchronmaschine überschaubar ist, ist die Lage im Läufer deutlich schwieriger. Der sich drehende Läufer verursacht nach dem Induktionsgesetz eine Selbstinduktion in die Läuferwicklungen. Diese induzierte Spannung gilt es nun zu beobachten und auszuwerten. Nachfolgend sind in den Abbildungen 2 – 4 drei Anlaufvorgänge der Synchronmaschine dargestellt. Zuerst mit offenen Läufer, dadurch kann kein Strom während des Anlaufes in den Läuferwicklungen fließen. Als zweites wird mit einem Widerstand der Läuferkreis geschlossen und im dritten Versuch werden die Läuferwicklungen während des Anlaufes kurzgeschlossen. Die Anlaufvorgänge wurden mit einem Oszilloskop aufgenommen worden.

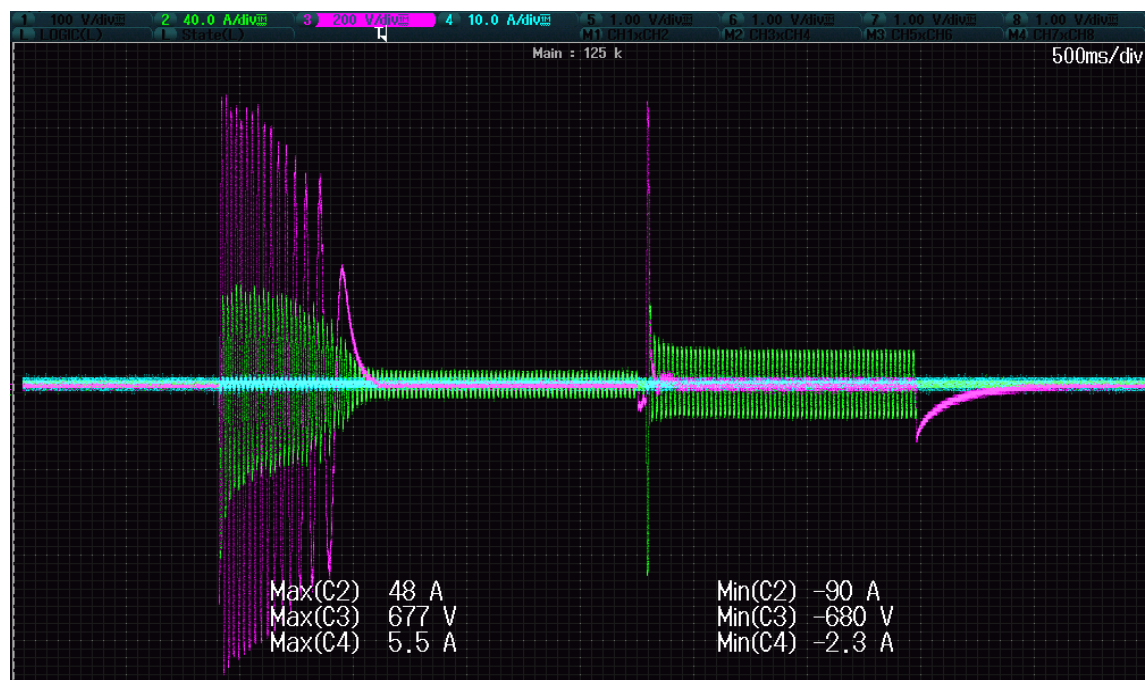


Abbildung 2: Anlauf mit offenen Läuferkreis

Legende:

- grün, eine Phase des Ständerstroms
- türkis, Erregerstrom
- violett, Erregerstrom

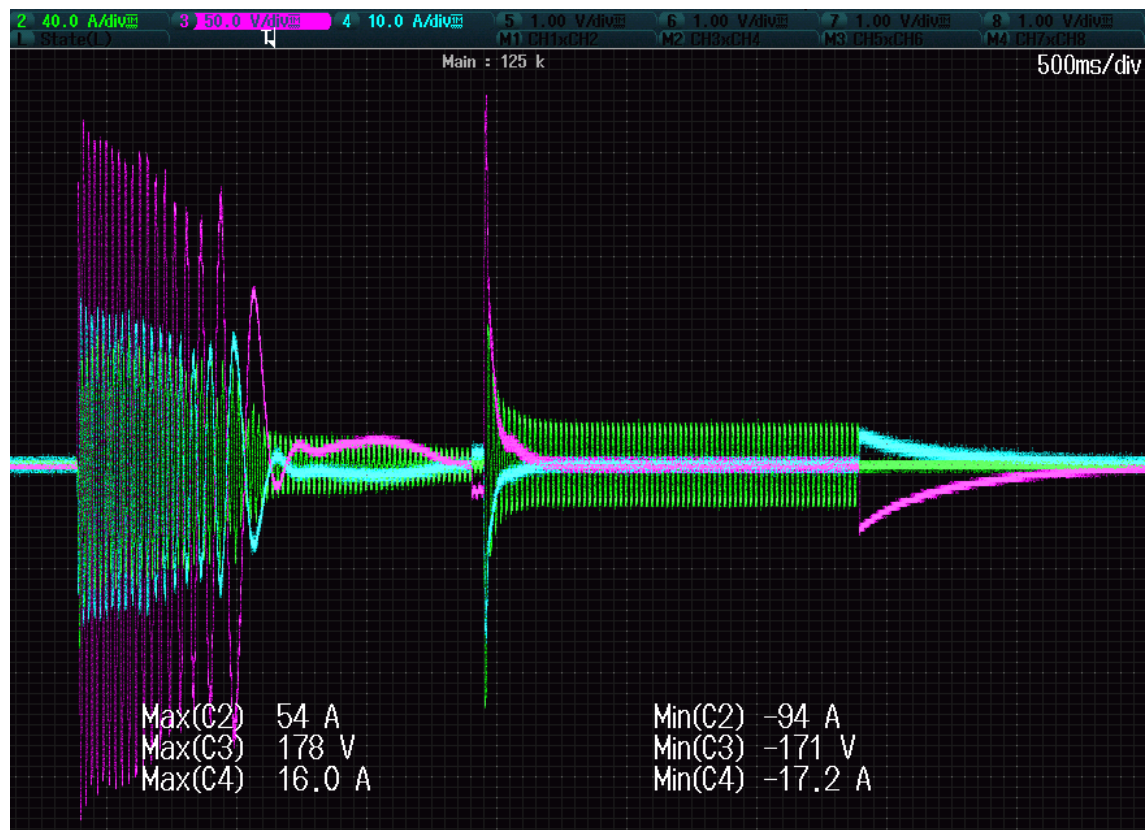


Abbildung 3: Anlauf mit 11Ω Widerstand im Läuferkreis

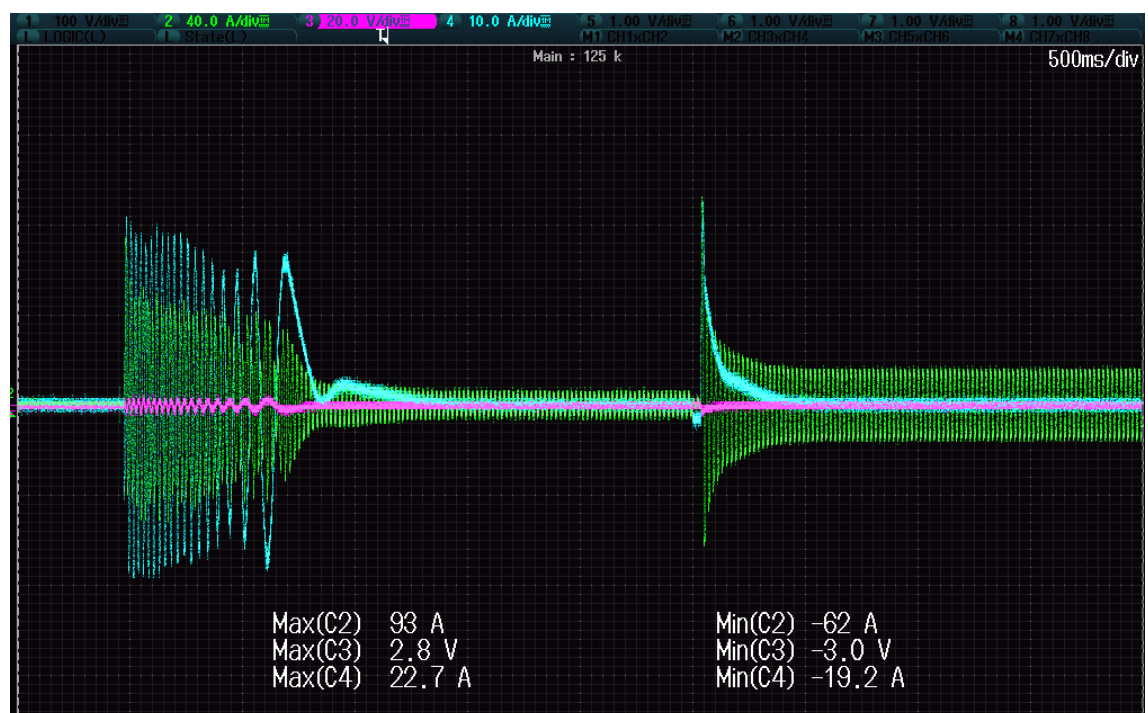


Abbildung 4: Anlauf mit kurzgeschlossen Läuferkreis

Folgende Veränderungen sind zu beobachten. Mit sinkenden Widerstand im Läuferkreis steigt der Ständer- und Läuferstrom, die Läufer Spannung sinkt hingegen. Wenn man bedenkt, dass die Läuferennenspannung 78V und der Läuferennstrom 12,8A beträgt, ist erkennbar, dass eine Spannungspitze von 680V im Läuferkreis nicht

akzeptabel ist. Im anderem Extrem ist der Läuferstrom in Spitzen 22,7A groß, was einer Überlastung von annähernd 100% entspricht. Wenn ein Widerstand der Größe 11Ω in den Läuferkreis geschaltet wurde, liegt die Läuferspannung mit 178V immer noch deutlich zu hoch. Eine einzige Spannungsspitze ist in der Lage eine gealterte Isolation zu durchschlagen. Eine zu hohe Stromstärke zieht jedoch nur eine kurzzeitige thermische Belastung nach sich. Deshalb ist der Anlauf mit kurzgeschlossenem Läuferkreis die schonendste für die Läuferwicklungen. Die zusätzliche Belastung der Ständerwicklungen durch die erhöhte Stromstärke kann vernachlässigt werden, da dies nur im Anlauf der Fall ist. Damit ist der Anlauf mit kurzgeschlossenem Läuferkreis der optimale.

2.1.2 Einprägen des Erregerstromes

In Abbildung 3 und 4 war zu erkennen, dass die Polung der Erregerspannung, welche den Erregerstrom treibt nicht in jedem Fall gleich ist. Die zur Verfügung stehenden Gleichstromwandler können deren Betrag feststellen, jedoch geben sie nicht die Richtung des fließenden Stromes aus. Daher muss nach dem Anlauf durch gezieltes Probieren die richtige Polung ermittelt werden.

Einen besseren Überblick über die Verschaltung der Läuferwicklungen erhält man durch das in Abbildung 5 abgebildete Teilstück des Schaltplanes der Erregerseite.

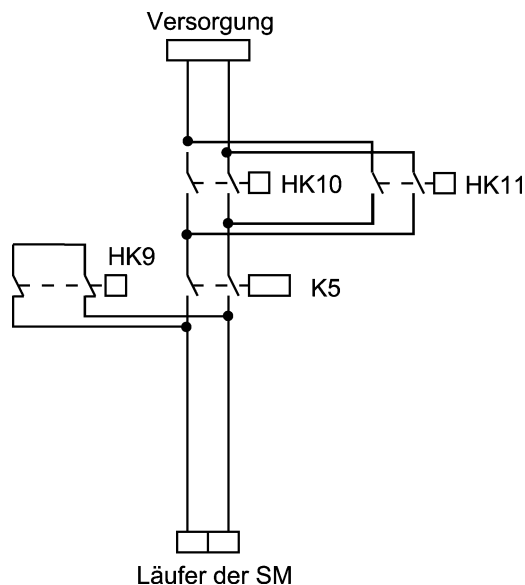


Abbildung 5: Ausschnitt aus dem Läuferkreis

Während des Anlaufes werden die Läuferwicklungen durch das Schütz HK9 kurzgeschlossen. Damit ein Strom durch den Läufer fließen kann müssen die

Schütze K5 und HK9 geschaltet werden. Zum testen der Polung I wird zusätzlich HK 10 geschaltet. Jetzt kann ein Erregerstrom fließen. Dieser wird von 0 auf 2A erhöht. Als Entscheidungskriterium dient der Ständerstrom. Sinkt dieser unter 50A so ist die Polung korrekt, anderenfalls muss der Strom auf 0A abgesenkt werden, damit die Umpolung erfolgen kann (öffnen von HK10 und schließen von HK11). Nachdem die Spannung am Läufer umgepolt wurden, wird erneut ein Strom von 2A durch den Läufer getrieben. Jetzt muss der Ständerstrom sinken, ansonsten liegt ein anderer Fehler vor. Ist die richtige Polung gefunden, so wird der Erregerstrom auf 8A erhöht. Dies ist in etwa der Strom, bei welchem im Leerlauf ein $\cos \varphi$ von eins vorliegt. Damit fließt der minimale Ständerstrom.

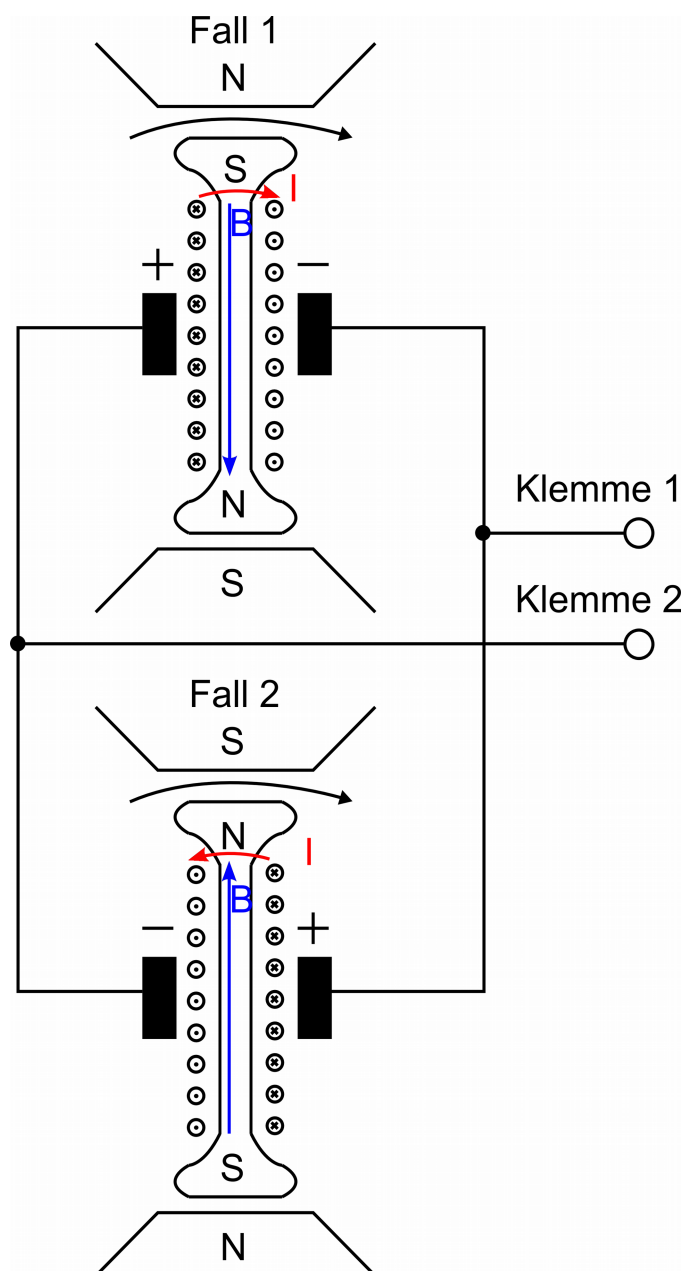


Abbildung 6: magnetischer Zusammenhang zwischen Läufer und Ständer

Der Grund für dieses Verhalten der Maschine ist in Abbildung 6 skizziert. Das magnetische Feld des Ständers zieht das magnetische Feld des Läufers mit sich. Dadurch dreht sich der Läufer. Je nach Lage des Nord- bzw. Südpols richtet sich der Läufer aufgrund seiner Vormagnetisierung aus, diese wird im Reluktanzmoment erkennbar. Die Läuferwicklungen sind durch Kohlen immer mit der gleichen Klemme nach Außen hin verbunden. Ist der eingeprägte Erregerstrom „falsch“ gepolt, so ist das erzeugte magnetische Feld dem durch die Vormagnetisierung erzeugten Feld entgegen gerichtet. Das resultierende Feld ist dadurch sehr schwach. Damit sinkt die Kraft zwischen den beiden magnetischen Feldern, von Ständer und Läufer. Die Synchronmaschine versucht das Kippen des Läufers zu verhindern, d.h. der Winkel zwischen Ständer- und Läuferfeld ist größer als 90° . Da die Induktivität des Ständers deutlich kleiner als jene des Läufers ist, muss der Strom im Ständer sehr stark ansteigen, um das von ihm erzeugte magnetische Feld so zu erhöhen, dass es das Läuferfeld mit sich ziehen kann. Dieser hohe Strom kann zum Auslösen der Sicherungen im Ständerkreis führen, dies kommt einer Notabschaltung gleich. Deshalb darf der Erregerstrom beim gezielten Probieren nicht zu stark erhöht werden, um eine zu starke Abschwächung bei falscher Polung zu verhindern. Ansonsten würde dies zu einer starken Strombelastung des Ständers führen.

2.1.3 Der stationäre Betrieb

Neben der Aufgabe als Motor für die Gleichstrommaschine kann die Synchronmaschine durch gezielte Aufnahme von Blindleistung den Leistungsfaktor des Netzes in einem engen Radius beeinflussen, dabei ist sowohl kapazitive als auch induktive Blindleistungsaufnahme möglich. Der manipulierte Leistungsfaktor könnte somit eine kontrollierte Kompensationsaufgabe an einen weiteren Prüfstand stellen. Dieser Betriebsfall wird auch als Phasenschiebebetrieb genannt, da er den Winkel zwischen Strom- und Spannungsphase verändert und somit die Phasen zueinander „verschiebt“.

Die V-Kurven stellen den Zusammenhang zwischen Ständer- und Läuferstrom dar. Hierbei erfolgt eine Verschiebung der $\cos \varphi = 1$ Kurve bei höheren Belastungen der Synchronmaschine. In Abbildung 7 ist die aufgenommene V-Kurve der Synchronmaschine zu sehen. Dabei wurde sie von der Gleichstrommaschine mit der in der Legende angegebenen Leistungen (in W) belastet. Mit einer maximalen Leistung von ca. 5,8 kW wurde die Synchronmaschine nur zu ca. 23% ausgelastet, deshalb ist

2.2 Die Gleichstrommaschine

Eine Gleichstrommaschine kann wie jede andere elektrische Maschine sowohl als Motor als auch als Generator genutzt werden. Dadurch ist die Rückspeisefähigkeit direkt gegeben, d.h. die Möglichkeit Energie aus der Peripherie aufzunehmen. Die Gleichstrommaschine stellt daher eine leistungsstarke, robuste und rückspeisefähige Gleichspannungsquelle dar.

Kenngröße	Wert	Einheit
U_A	50 – 400	V
I_A	64	A
n	50 – 1500	min^{-1}
P	0,77 – 22,5	kW
I_E	3,3	A
U_E	165	V

Tabelle 2: Typenschild der Gleichstrommaschine

Die Nennparameter sind auf dem Typenschild der Maschine abgebildet, siehe Tabelle 2. Den Parametern kann man entnehmen, dass es sich bei der vorliegenden Maschine um eine elektrisch, fremderregte Nebenschlussmaschine handelt. Die Kombination von Synchron- und Gleichstrommaschine hat die Besonderheit, dass die Drehzahl konstant ist, solange die Synchronmaschine am Netz läuft.

2.2.1 Theoretische Grundlagen

Ziel der Regelung der Gleichstrommaschine ist eine variable Gleichspannung im Bereich eines Lithium-Ionen Akkumulators, d.h. zwischen 300 und 400V. In Abbildung 9 ist die Masche des Ankerkreises dargestellt. Dabei arbeitet die Gleichstrommaschine in diesem Fall als Generator. Die daraus abgeleitete Maschengleichung lautet:

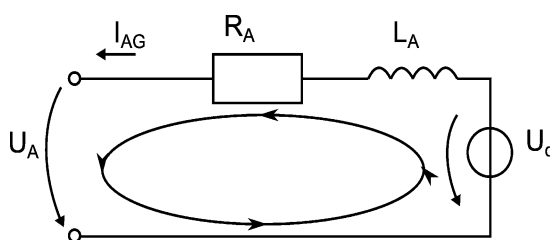


Abbildung 9: Ersatzschaltung eines Ankerkreises

$$\begin{aligned}
 0 &= u_A + i_A \cdot R_A + L_A \cdot \frac{di}{dt} - u_q \\
 u_A &= -i_A \cdot R_A - L_A \cdot \frac{di}{dt} + u_q \quad \text{für } \frac{di}{dt} \rightarrow 0 \\
 U_A &= U_q - I_A \cdot R_A
 \end{aligned}$$

Anhand der Gleichung erkennt man, dass die Ankerspannung U_A im stationären Betrieb vom Produkt des Ankerstromes mit dem Ankerwiderstand und der Gegenspannung U_q abhängig ist. Dies gilt jedoch nur im stationären Betrieb, dabei ist die Stromänderung di vernachlässigbar. Die Maschine arbeitet als Generator, deshalb muss der Strom aus der Quelle U_q heraus fließen. Daraus folgt das $U_q > U_A$ gilt, da ansonsten der Strom in die Quelle U_q fließen würde. Dies wäre der Fall wenn die Maschine als Motor arbeiten muss.

Für die Gegenspannung gilt allgemein: $U_q = k \Phi \cdot \omega$

Aus der Formel geht hervor, dass die Gegenspannung abhängig von der Drehzahl, widergespiegelt durch die Kreisfrequenz ω und dem Faktor $k\Phi$ (Maschinenkonstante und magnetischen Fluss) ist.

Die Regelung der Ankerspannung besitzt in diesem Fall als einzige Stellschraube die Gegenspannung, da die Ansteuerung keinen direkten Einfluss auf den Ankerstrom nehmen kann. Im vorliegendem Anwendungsfall ist die Kreisfrequenz stets konstant, da die Drehzahl durch die antreibende Synchronmaschine konstant bei 1500min^{-1} gehalten wird. Damit steht als Stellgröße nur der Faktor $k\Phi$ zur Verfügung. Dieser Faktor kann von Außen nur durch eine Änderung des Erregerstromes beeinflusst werden. Dieser ist maßgeblich verantwortlich für den magnetischen Fluss. Die Ankerrückwirkung hat ebenfalls Einfluss auf den magnetischen Fluss, da diese in der Maschine nicht kompensiert wird. Dies muss durch den Regler des Erregerstromes ausgleichen.

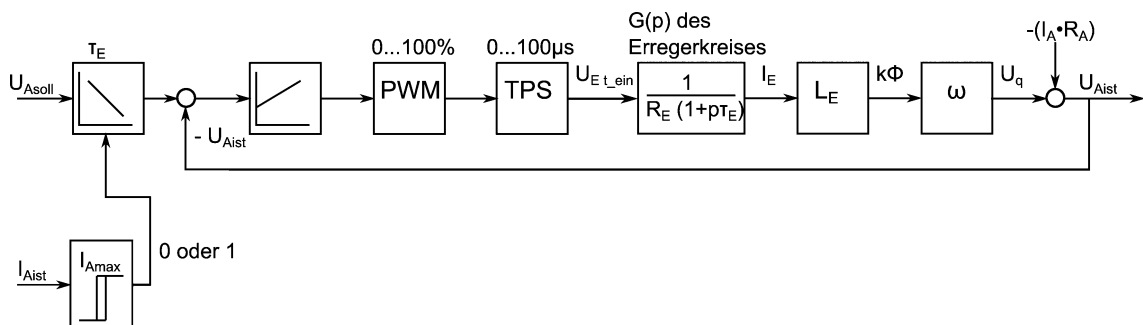


Abbildung 10: Blockschaftbild der Regelung der Ankerspannung

In Abbildung 10 ist das Blockschaftbild der Regelstrecke der Ankerspannung dargestellt. Der vom Anwender gewünschte Sollwert der Ankerspannung kann durch die Begrenzung des Ankerstromes reduziert werden. Die Verringerung des Sollwertes ist durch die Zeitkonstante der Erregerwicklung in ihrer Dynamik begrenzt. Der begrenzte Sollwert ist die Eingangsgröße in die Regelstrecke. Dieser Sollwert wird mit dem Istwert der Ankerspannung verrechnet, die Differenz ist die Regelabweichung. Diese ist die Eingangsgröße des PI- Reglers. Die Ausgangsgröße des Reglers wird im

PWM - Block mit der maximalen Ausgangsspannung verrechnet, das resultierende Ergebnis ist im Bereich 0 bis 100% der maximalen Spannung. Dieses Verhältnis dient dem Transistor Pulssteller als Eingangsgröße. Der Pulssteller wandelt das Spannungsverhältnis in einen Spannungs-Zeit-Fläche um. Diese wird im nächsten Block in einen Strom umgewandelt. Der Ausgangsstrom wird durch die Erregerinduktivität in den Faktor $k\Phi$ transformiert. Die Quellspannung der Ankerstrommaschine ist, wie oben gezeigt, das Produkt aus $k\Phi$ und der Kreisfrequenz ω . Die Störgröße, welche zwischen Quell- und Ankerspannung liegt, ist der Spannungsfall über dem Ankerwiderstand und der Ankerinduktivität. Nachdem die Sörung auf die Quellspannung gewirkt hat, erhält man die Ankerspannung. Diese folgt der Quellspannung ohne Zeitverzögerung. Die Ankerspannung wird gemessen und schließt somit den Regelkreis. Die Strombegrenzung erfolgt durch die Messung des aktuellen Stromes und der Vorgabe eines maximalen Ankerstromes. Wird diese Schwelle überschritten, muss der Sollwert der Ankerspannung reduziert werden.

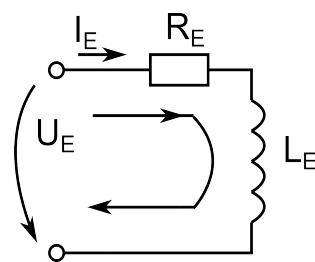
2.2.2 Herleiten der Regelparameter

In Kapitel 2.2.1 wurde das Blockschaltbild der Regelstrecke (Abbildung 10) dargestellt. Wichtige Größen innerhalb dieser Regelung sind die Zeitkonstante (τ_E) des Erregerkreises, die Übertragungsfunktion des Erregerkreises.

Die Zeitkonstante des Erregerkreises berechnet sich mit $\tau_E = \frac{L_E}{R_E}$. Die Induktivität und der Widerstand der Erregerwicklung wurde zuvor gemessen. Die Induktivität ist 16,87H und der Widerstand 38,12 Ω groß. Damit ergibt sich eine Zeitkonstante von 442,55ms.

Die Bestimmung der Übertragungsfunktion beginnt mit der Betrachtung der Masche des Erregerkreises der Gleichstrommaschine.

Aus dieser Masche kann man die dazugehörige Maschengleichung aufstellen.



$$\begin{aligned}
 0 &= -U_E + I_E \cdot R_E + L_E \cdot \frac{di_E}{dt} & \text{für } p \rightarrow \frac{d}{dt} \\
 0 &= -U_E + I_E \cdot R_E + L_E \cdot p I_E \\
 0 &= -U_E + I_E (R_E + p L_E) \\
 0 &= -U_E + I_E \cdot R_E \left(1 + p \frac{L_E}{R_E} \right) \\
 U_E &= I_E \cdot R_E (1 + p \tau_E)
 \end{aligned}$$

Abbildung 11: Masche des Erregerkreises der GSM

Damit kann die Übertragungsfunktion $G(p)$ des Erregerkreises aufgestellt werden.

$$G(p) = \frac{X_a}{X_e} = \frac{I_E}{U_E}$$

$$G(p) = \frac{1}{R_E(1 + p\tau_E)}$$

Diese Übertragungsfunktion entspricht der eines pT_1 -Glieds.

$$G(p) = \frac{K_P}{(1 + pT)} = \frac{1}{R_E} \frac{1}{1 + p\tau_E}$$

$$G(p) = \frac{K_P}{(1 + pT)} = \frac{\frac{1}{R_E}}{(1 + p\tau_E)}$$

$$K_P = \frac{1}{R_E} \quad ; \quad T = \tau_E$$

Damit sind die Parameter aus dem Blockschaltbild des Regelkreises hergeleitet.

3 Sicherheitskonzept

Am Ausgang der Gleichstrommaschine können 400V dauerhaft anliegen. Dies stellt eine Gefahr für Leib und Leben dar, sobald eine Person diese Kontakte durch Körperkontakt schließt, oder während des laufend Betriebs ein Kabel aus dem Stecker zieht. Erleidet eine Person einen elektrischen Schlag so krampft diese und kann eventuell die Kontakte nicht mehr loslassen. Bei Gleichspannungen über 120V tritt die Elektrolyse des Blutes aus. Die Eigenschaft des Gleichstromes keinen natürlichen Nulldurchgang zu besitzen, verlängert die Strecke bis ein Lichtbogen erlischt deutlich im Vergleich zu Wechselstrom. Zieht eine Person einen Stecker während des Betriebs (bis 400V und 60A) aus der Buchse, so tritt ein Lichtbogen auf. Die Ankerinduktivität verhindert ein springen des Stromes, was beim ziehen des Steckers der Fall ist. Dadurch steigt die Spannung, dies führt dazu das der Lichtbogen noch länger brennt. Die Gefahr durch den verursachten Lichtbogen ist nicht zu unterschätzen, da Verbrennungen und Blendungen die Folgen sein können. Die Anschlüsse des Maschinensatzes stehen im Labor Elektrische Maschinen an der Hochschule Mittweida für Lehr- und Forschungszwecke zur Verfügung. Die Kombination aus Lehrbetrieb und Gefahr einer 400V Gleichstromquelle fordern ein Maximum an Sicherheit welche durch eine entsprechende Hard- und Software sicherzustellen ist. Dabei liegt der Schwerpunkt in der Hardware, da diese sicher abschalten kann. Die Wiederschaltbedingungen kann die Hardware nur bedingt abdecken, hier kommt die Software zutragen, welche die Schaltbefehle nur erteilt, wenn ein definierter Zustand vorliegt.

3.1 Fehler- und Einflussanalyse

Bevor geeignete Maßnahmen zur Vermeidung und Abwendung von Fehlern und Gefahren installiert werden können, muss eine Fehler- und Einflussanalyse durchgeführt werden um einen Überblick über mögliche Fehler und Gefahren zu gewinnen.

Am Anfang einer solchen Analyse steht die Frage, welche Schaltungen an die Maschine angeschlossen werden könnten. Bedenkt man dabei, dass diese Schaltungen nur aus Grundelementen bestehen können, so sind folgende Lasten denkbar:

- Leerlauf
- ohmsche Last
- ohmsch induktive Last, motorische Last
- kapazitive Last
- ohmsch induktive kapazitive Last, Motor mit Stützkondensator
- Kurzschluss

Bei einem Leerlauf fließt kein Strom. Dies kann durch einen weiteren offenen Schalter verursacht werden, oder es wurde vergessen den Stecker in die Anschlüsse zu stecken. Damit ist die Schaltung an den Klemmen nicht eindeutig zuerkennen und es besteht eine prinzipielle Gefahr.

Im Fall eines Kurzschlusses fließt ein sehr hoher Strom. Sollte dieser eine längere Zeit fließen wird die Maschine thermisch zerstört. Somit muss bei einem Kurzschluss schnellst möglich abgeschaltet werden.

Die Simulation der weiteren Lasten ermöglicht eine nachvollziehbare Analyse der auftretenden Spannungen und Ströme. Damit die Simulation belastbar ist, wurde zu Beginn ein Vergleich zwischen aufgenommen und simulierten Ergebnissen vorgenommen. In Abbildung 12 ist der Ausschaltvorgang mit einem Oszilloskop aufgenommen worden, während in Abbildung 13 dieser simuliert wurde, Schaltplan in Anlage 4. Der Ankerstrom betrug vor dem Ausschalten in beiden Fällen 14,8A. Die Ankerspannung hatte eine maximale Spannung von 821,5V gemessen und 854,7V simuliert.

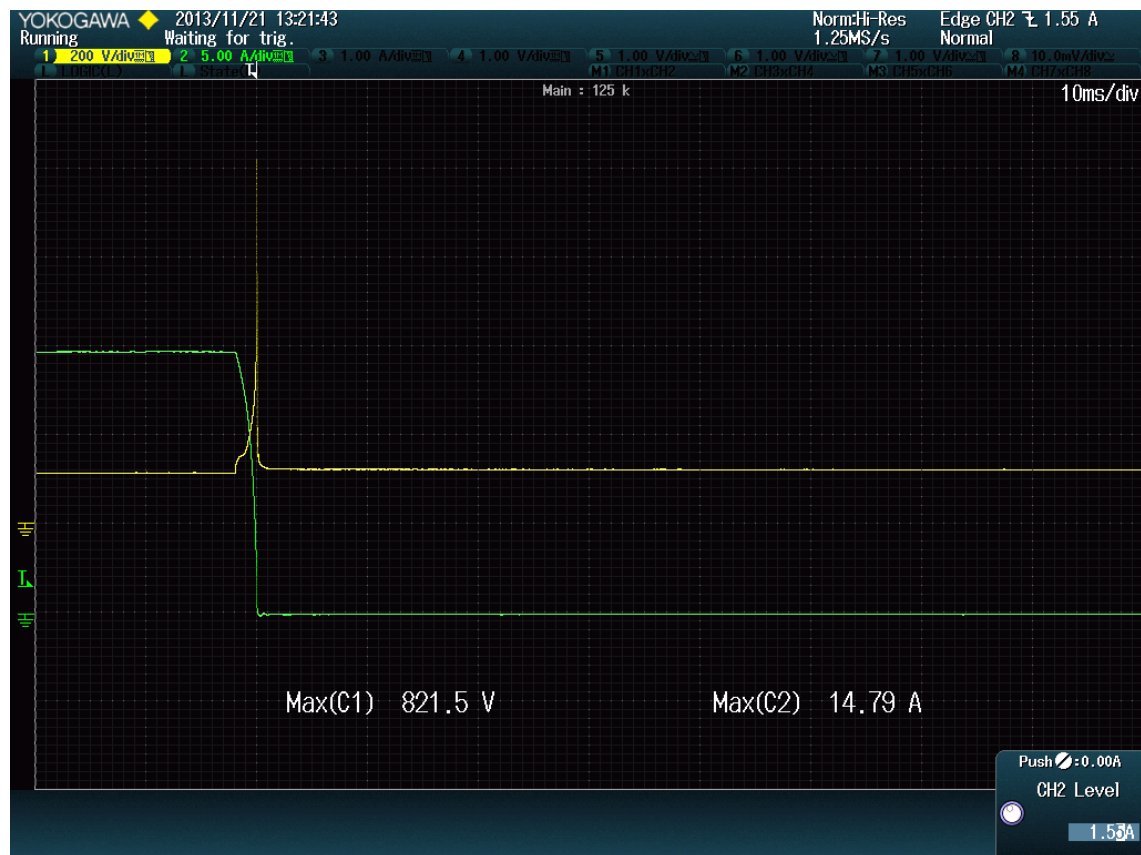


Abbildung 12: Ausschaltvorgang gemessen, ohmsche Last, 14,8A

Legende:

- türkis, grün → Ankerströme
- violett, gelb → Ankerspannung

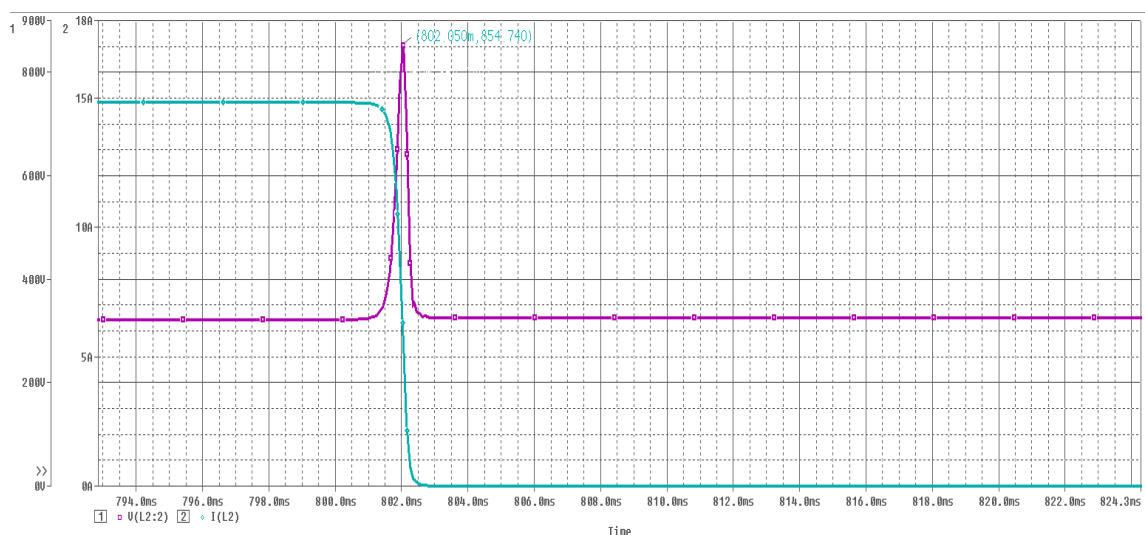


Abbildung 13: Ausschaltvorgang simuliert, ohmsche Last, 14,8A

Die markante Spannungsspitze beim Ausschalten hat ihre Ursache im Induktionsgesetz $U_i = -L \cdot \frac{di}{dt}$. Je größer und schneller die Stromänderung erfolgt, desto größer ist die induzierte Spannung. Die Spannung wird in unserem Fall in die Ankerinduktivität induziert. Während eines Ausschaltvorgangs ist die Stromänderung

(di) negativ, deshalb ist die Spannungsspitze positiv gerichtet. Eine kleinere Stromänderung wurde durch den Einbau eines $100\mu\text{F}$ Kondensator parallel zum Ankerkreis erreicht. In Abbildung 14 und 15 ist der Vergleich zwischen aufgenommen und simulierten Ergebnis zu sehen.

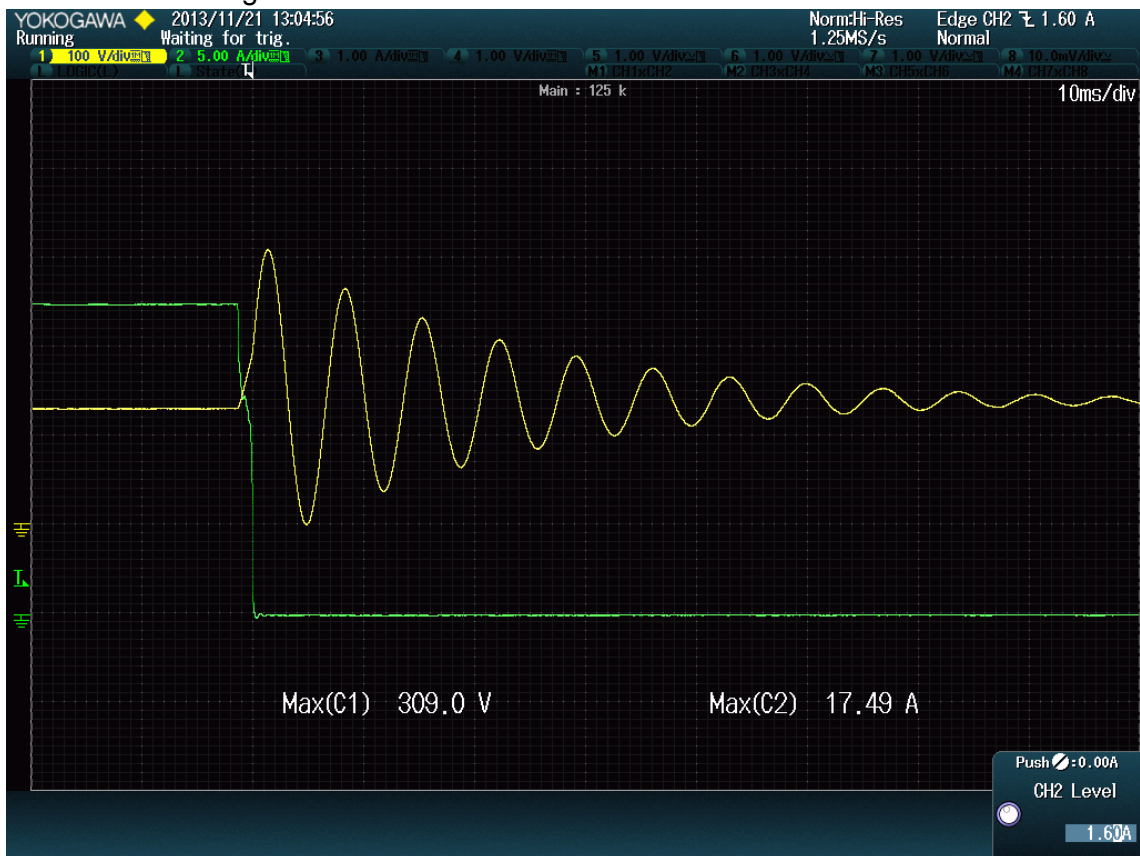


Abbildung 14: Ausschaltvorgang gemessen, mit $100\mu\text{F}$ Kondensator

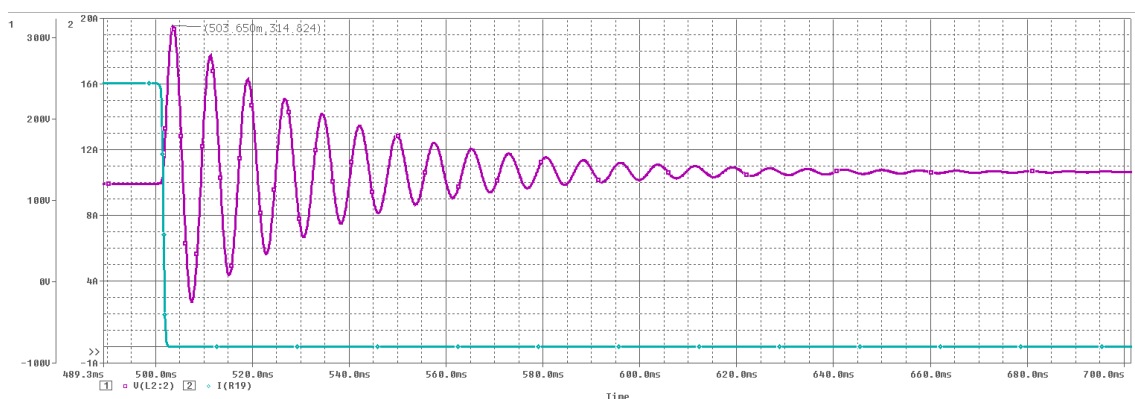


Abbildung 15: Ausschaltvorgang simuliert mit $100\mu\text{F}$

Man erkennt, dass trotz einer größeren Stromänderung an der Last, von 17,5 bzw. 16A auf 0,0A im Gegensatz zu Abbildung 12 und 13 wo die Stromänderung von 14,8A auf 0,0A ging, die Spannungsspitze deutlich kleiner ausfällt. Dies liegt am Kondensator, welcher den schnellen Ausschaltvorgang in eine gedämpfte Schwingung umformt. Dadurch ist die Stromänderung an der Ankerinduktivität deutlich kleiner. Die induzierte Spannung ist kleiner und somit auch die resultierende Spannungsspitze. Den Schaltplan zur Simulation von Abbildung 15 finden Sie in der Anlage 5. Vergleicht man

die simulierten mit den aufgenommenen Daten, so erkennt man deutlich die Gemeinsamkeiten. Deshalb kann erwartet werden, dass zukünftige Simulationen nah an den praktischen Ergebnissen liegen werden.

Die größten Stromänderungen werden in der Regel beim Ein- und Ausschalten von Lasten erwartet. Deshalb ist der Einbau eines Vorwiderstandes, welcher nach dem transienten Vorgang kurzgeschlossen wird, eine Maßnahmen welche in den Simulationen berücksichtigt werden sollte. Aus diesem Grund sind nachfolgend die verschiedenen Lastmöglichkeiten, ohmsch, motorische, kapazitive und motorisch kapazitive Last. Jeweils ohne zusätzliche Schaltelemente, mit einem Vorwiderstand und schließlich mit einem Vorwiderstand und einem Kondensator simuliert worden. Die Schaltpläne für die jeweilige Simulation finden sie in den Anlagen 6 bis 16.

Im ersten Schritt wurde der Einschaltvorgang an einer ohmschen Last dargestellt.

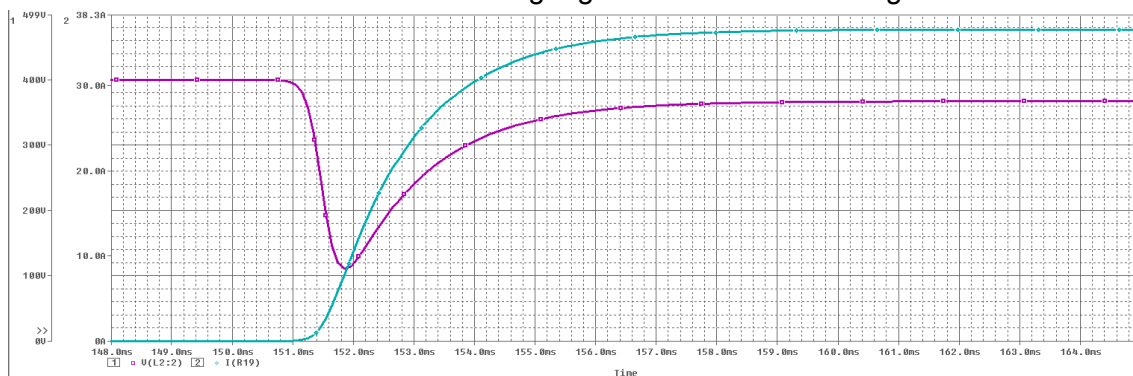


Abbildung 16: Einschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V

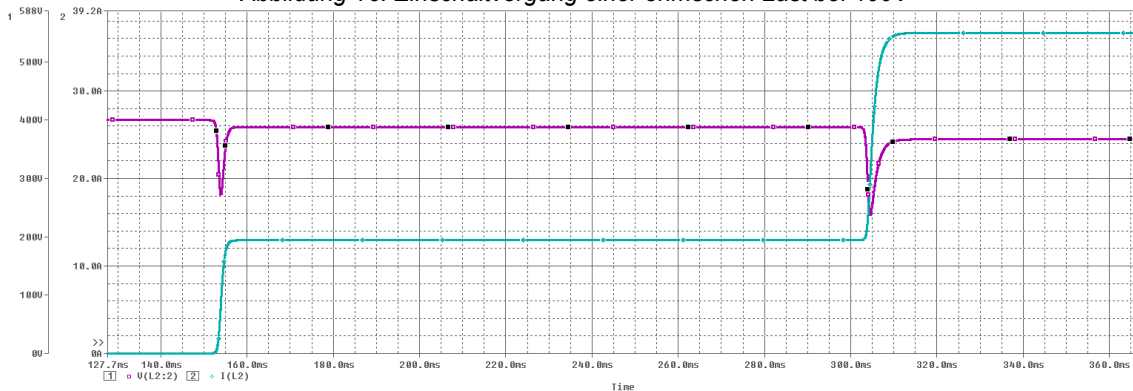


Abbildung 17: Einschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand

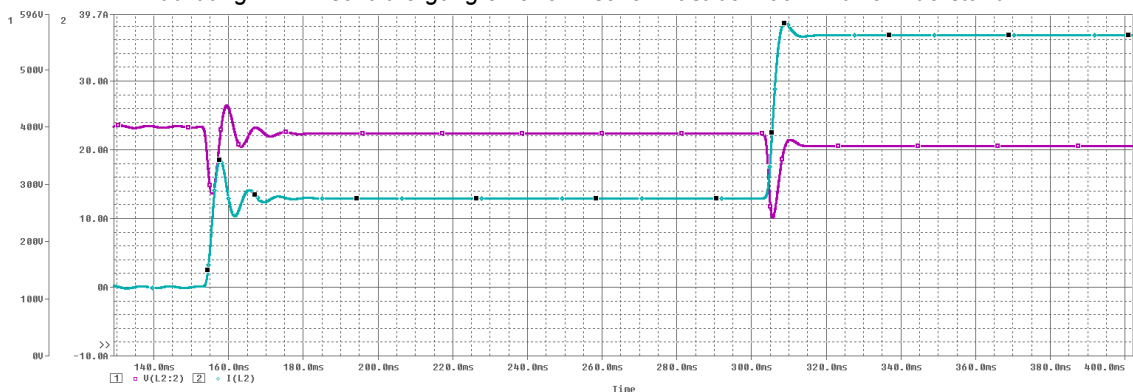


Abbildung 18: Einschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator

In den Abbildung 16 bis 18 wird deutlich, dass mit jeder Erweiterung der Einbruch der Spannung deutlich kleiner wurde. In der nächsten Simulation wird der Ausschaltvorgang einer ohmsche Last gezeigt.

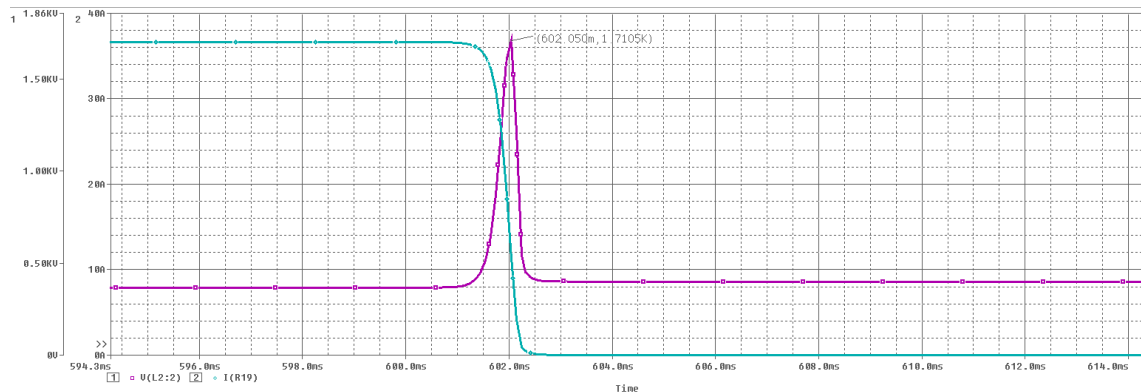


Abbildung 19: Ausschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V

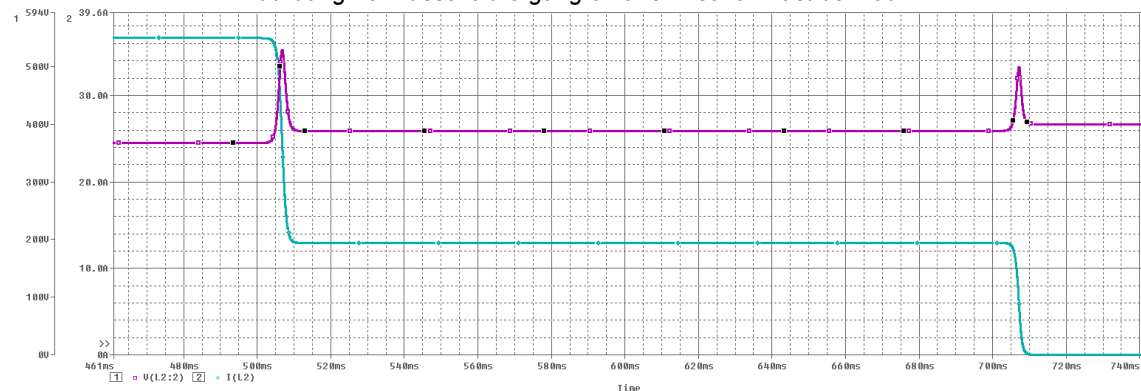


Abbildung 20: Ausschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand

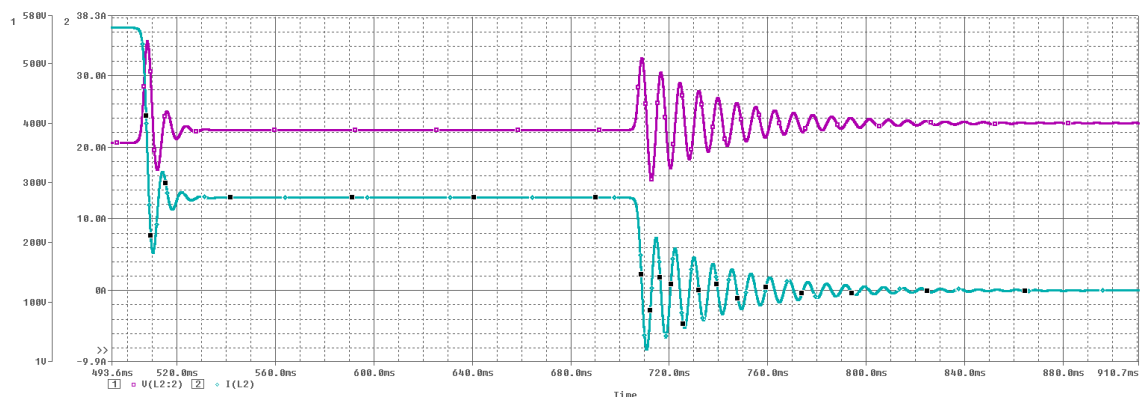


Abbildung 21: Ausschaltvorgang einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator

In den Abbildungen 19 bis 21 kommt die positive Wirkung des Vorwiderstands und des Kondensators zur Geltung. Die Spannungsspitze wird deutlich verkleinert und somit der Schutz der Ankerwicklungen vor einen Wicklungsschluss erhöht.

Der Ausschaltvorgang einer motorischen Last hat starke Ähnlichkeiten mit dem einer ohmschen Last. Die Einschaltvorgänge unterscheiden sich jedoch deutlich. Deshalb

wird in den Abbildungen 22 bis 24 der Einschaltvorgang einer motorischen Last dargestellt.

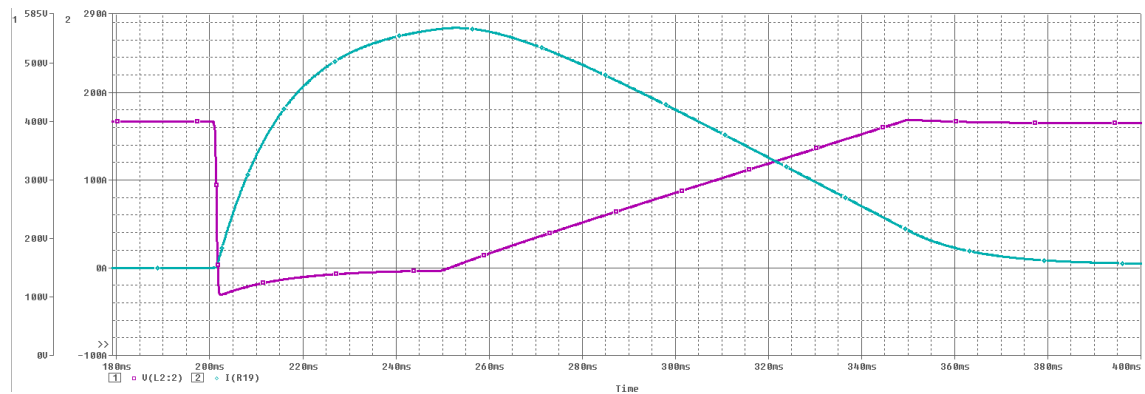


Abbildung 22: Einschaltvorgang einer motorischen Last bei 400V

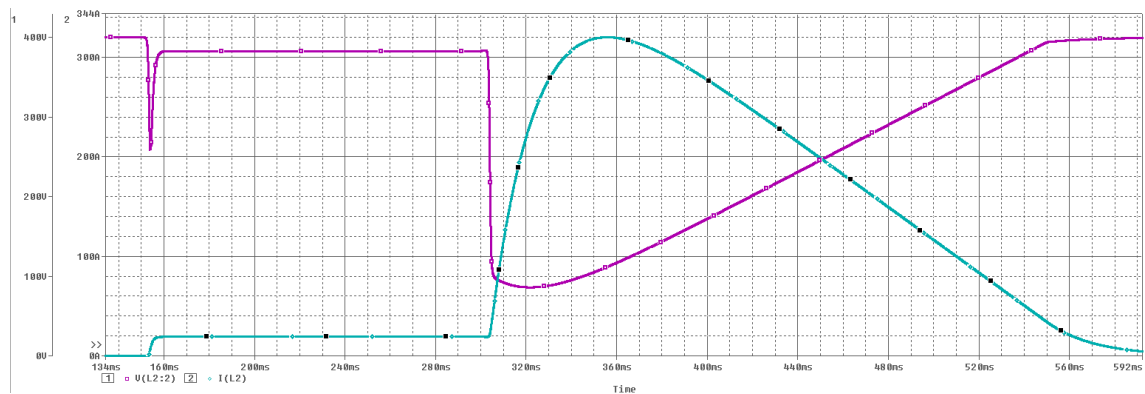


Abbildung 23: Einschaltvorgang einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand

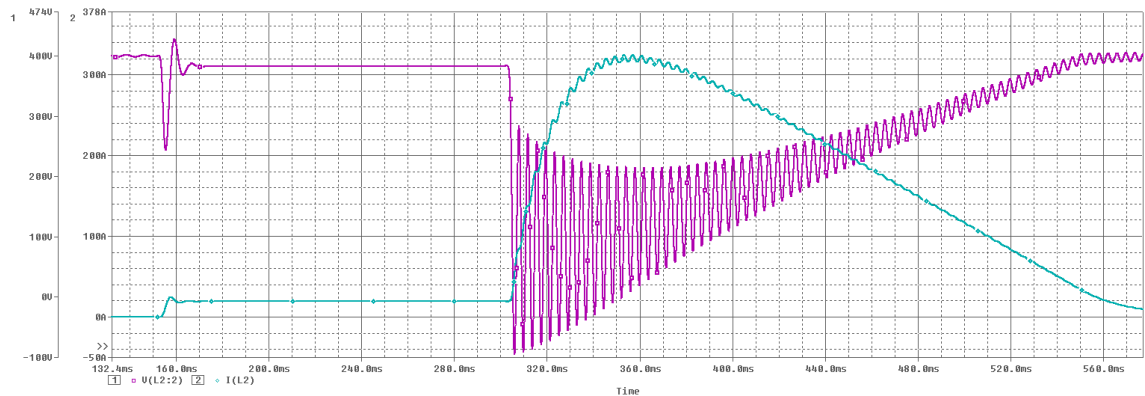


Abbildung 24: Einschaltvorgang einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator

Beim einschalten einer motorischen Last fließt ein hoher Einschaltstrom. Dieser sinkt mit der Zeit ab, da der angeschlossene Motor eine Gegenspannung aufbaut. Der starke Stromanstieg sorgt jedoch für eine entgegengesetzte Spannungsinduktion in der Ankerinduktivität der als Generator arbeitenden Maschine. Dieser Einbruch der Spannung wurde durch die Maßnahmen Vorwiderstand und Kondensator deutlich verkleinert.

Eine kapazitive Last ist im Ausschaltvorgang sehr leicht zu beherrschen. Ist der Lastkondensator geladen, so liegt im Ausschaltmoment keine, praktisch einer sehr kleine, Spannungsdifferenz zwischen der Last und der Maschine vor. Deshalb fließt kein Strom und es entsteht beim Ausschalten keine Stromdifferenz. Dadurch wird keine Spannungsinduktion erfolgen. Deshalb entsteht keine Spannungsspitze welche die eigentliche Gefahr bei transienten Vorgängen an einer Induktivität dargestellt.

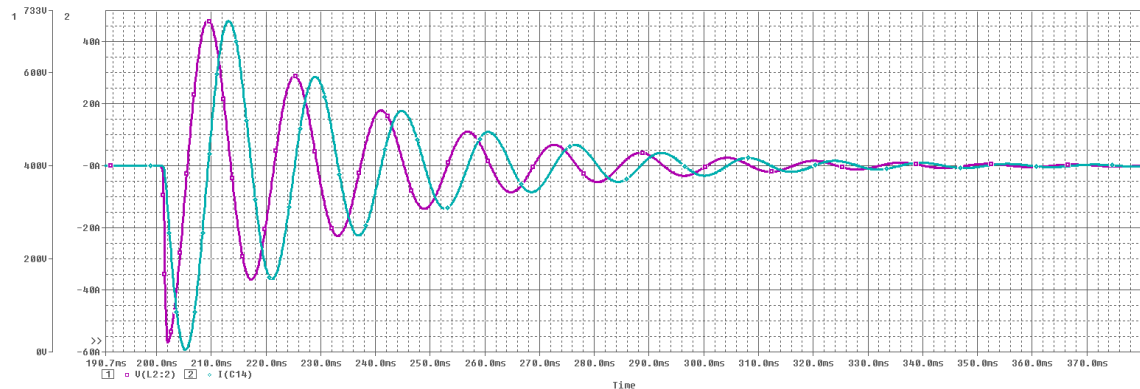


Abbildung 25: Einschaltvorgang einer kapazitiven Last bei 400V

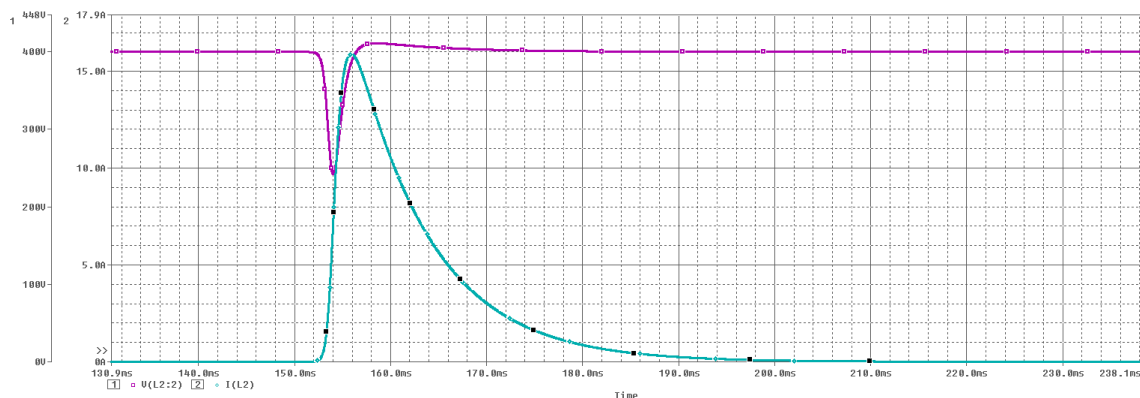


Abbildung 26: Einschaltvorgang einer kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand

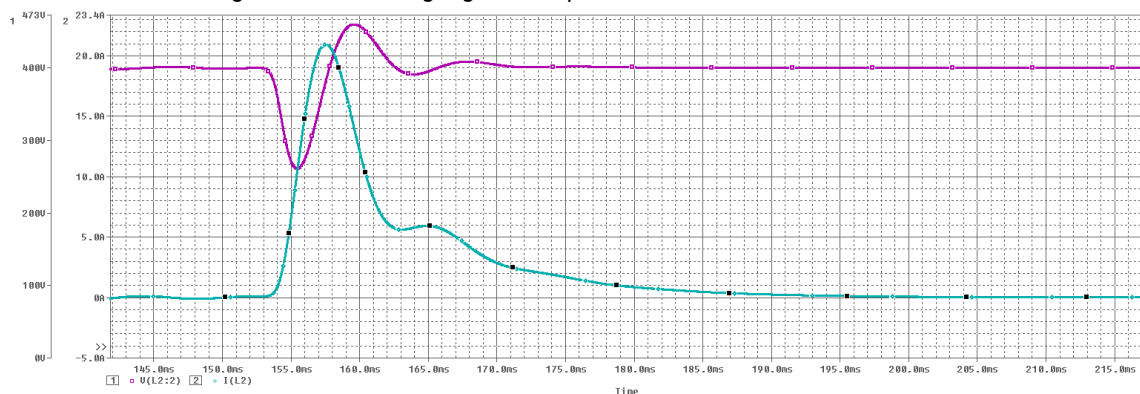


Abbildung 27: Einschaltvorgang einer kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator

Im Vergleich zu Abbildung 25 ist in den Abbildungen 26 und 27 kein langer Einschwingvorgang zu beobachten. Dies liegt an dem Vorwiderstand, welcher als Dämpfer dient. Vergleicht man die Abbildungen 26 und 27 mit den Abbildungen

17,18,23 und 24 wird ersichtlich, dass es nur ein transienter Vorgang abgebildet wurde. Der Grund dafür ist, dass der Lastkondensator auf 400V geladen wird, bevor der Vorwiderstand kurzgeschlossen wird. Damit fließt kein nennenswerter Strom mehr, welcher beim Umschalten von Bedeutung wäre. Die dämpfende Wirkung des Vorwiderstandes wird beim Einschalten einer kapazitiven Last besonders deutlich. Dadurch wird die Stromänderung deutlich reduziert und verkleinert den Einbruch der Spannung. Der Kondensator, welcher als Stützkondensator genutzt wird, sorgt für eine zusätzliche Entlastung der Maschine im Schaltmoment. Dies hat positiven Einfluss auf den Spannungsverlauf während des Schaltvorganges.

Abschließend wurde eine Kombination aus motorischer und kapazitiver Last simuliert. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn die Last eine Gleichstrommaschine mit Stützkondensator ist. Zunächst wird der Einschaltvorgang dargestellt.

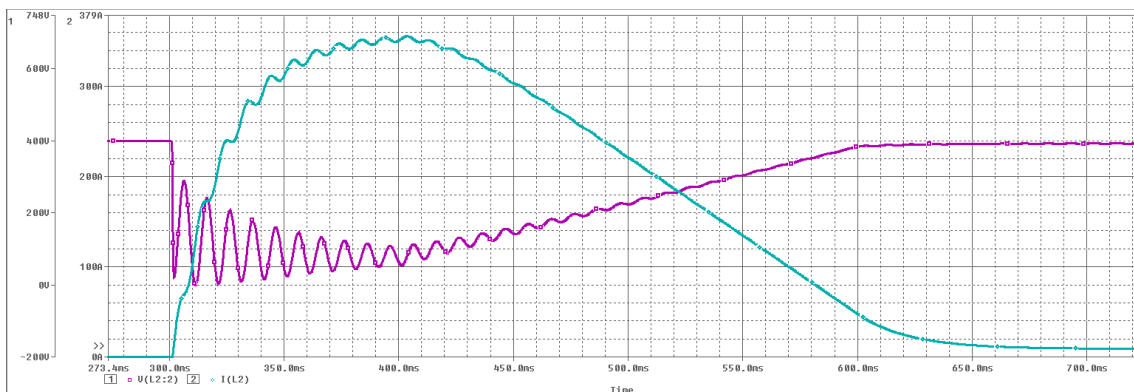


Abbildung 28: Einschaltvorgang einer motorisch kapazitiver Last bei 400V

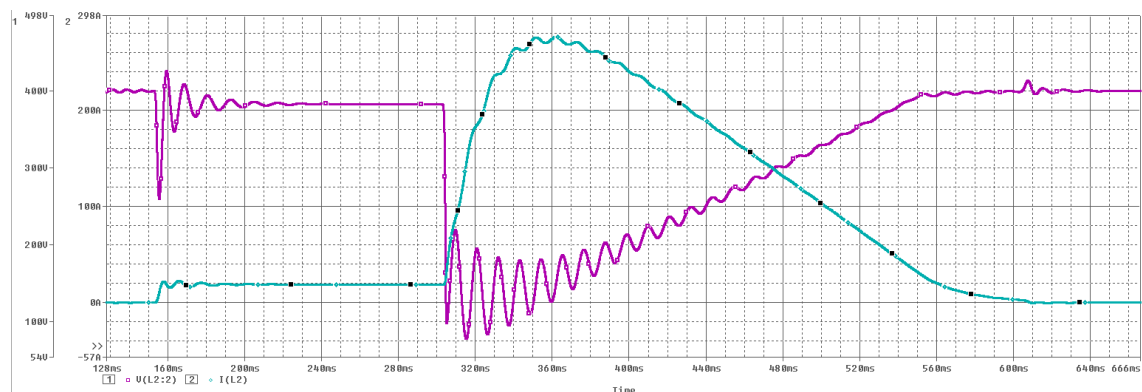


Abbildung 29: Einschaltvorgang einer motorisch kapazitiver Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator

Dieser Einschaltvorgang liegt an der Grenze der Belastung für die Maschine, denn es wird gleichzeitig der Lastkondensator geladen und die motorische Last angefahren. Der maximal fließende Strom liegt bei über 250A und damit bei mehr als dem vierfachen des Nennstromes. Für den Einschaltvorgang der Last kann die Gleichstrommaschine, welche als Generator dient, dies leisten. Jedoch nicht für eine

länger Dauer als einige Millisekunden. Schaltet man diese hohe Last ohne Vorwiderstand und Stützkondensator ein, so fällt die Spannung z.T. auf 0V. Durch den Einsatz dieser Hilfselemente kann dies verhindert werden. Damit ist erkennbar, dass die Belastung des Generators verringert wurde. Nach dem Einschaltvorgang fließt ein relativ kleiner Strom, deshalb ist der Ausschaltvorgang mit dem einer motorischen Last vergleichbar.

Das Ergebnis dieser Simulationen ist, dass auf den Einbau eines Stützkondensator und des Vorwiderstandes für Schaltvorgänge nicht verzichtet werden kann. Während der Vorwiderstand beim Schalten seine dämpfende Wirkung einbringen kann, stabilisiert der Stützkondensator bei jedem Lastsprung die Spannung. Dies gilt auch für Ein- und Ausschaltvorgängen welche als große Lastsprünge zu sehen sind. Durch die dämpfende und stabilisierende Wirkung der Hilfselemente, kann die Belastung der Gleichstrommaschine verkleinert werden. Damit verringern sich die Stromänderungen an der Ankerinduktivität und die dadurch verursachte Spannungsinduktion wird abgeschwächt. Betrachtet man die Simulationsergebnisse so kann eine starke Selbstinduktion in die Ankerinduktivität zu starken Spannungsspitzen führen, welche die Isolation der Ankerwicklungen gefährden. Durch die Verringerung der Stoßbelastung der Maschine bei Lastsprüngen, wird die Gefahr für die Isolation durch eine Überspannung deutlich abgemildert. Der Einbau eines Varistors bietet zusätzlichen Schutz vor Überspannungen. Dieser wird parallel zur Maschine eingebaut um die Maschine kurzschließen, sobald die Überspannung auftritt. Dadurch kann ein Strom fließen, welcher die Überspannung abbaut. Sobald die Spannungsspitze abgebaut wurde, erhöht sich der Widerstand des Varistors. Damit wird der Kurzschluss beendet und die Verschaltung der Maschine ist wieder im normal Zustand.

Die Lastsprünge in den Simulationen wurden bei einer hohen Gleichspannung von 400V durchgeführt. Diese kann im Falle eines Kurzschlusses der Maschine zu deren Beschädigung führen. Weiterhin können diese 400V bei unsachgemäßer Handhabung zu einer Gefahr für den Anwender werden. Deshalb sollten Einschaltvorgänge im Lehrbetrieb bei maximal 60V durchgeführt werden, dies entspricht der Schutzkleinspannung für Gleichstrom. Eine kleinere Spannung während des Einschaltvorgangs würde zu einer Entlastungen der Gleichstrommaschine führen und die Spannungseinbrüche würde kleiner ausfallen. Die Maßnahme der Spannungsreduktion während des Einschaltvorgangs sollte ebenfalls bei einem kontrollierten Ausschaltvorgang angewendet werden. Dieser muss nicht schnell erfolgen, deshalb sollte die Spannung möglichst auf 0V gesenkt werden. Die

Ausgangsspannungsregelung ist dazu in der Lage. Dadurch wird der fließende Strom ebenfalls auf 0A gesenkt und es kann keine Ausschaltspannungsspitze auftreten.

Ein Maximum an Sicherheit wurde gefordert und dies kann durch den Einsatz eines Stützkondensator, eines Vorwiderstandes, eines Varistors und eine Begrenzung der Einschaltspannung umgesetzt werden. Der Einsatz von Sicherungen dient als Sicherheitsmaßnahme, welche ohne eine Steuerung, die durch Softwarefehler beeinflusst werden kann, sicher funktionieren und die Maschine schützen. Dadurch erreicht man einen Schutz durch vorbeugen und einen Schutz durch abschalten. Dies in Kombination bietet eine sehr hohe Sicherheit für Anwender und Maschinen.

3.2 Das NOT AUS

Der Begriff NOT AUS ist jedem geläufig. Handelt es sich dabei um das schnelle Abschalten im Notfall. Neben dem eigentlichen Abschalten sind die Wiedereinschaltbedingung im gleichen Maße von Bedeutung. Welchen Effekt hätte es, wenn nach der Betätigung des NOT AUS Schalters direkt wieder eingeschaltet würde? Die Quittierung des Fehlers ist damit ein elementarer Bestandteil der Thematik um die Notabschaltung.

Die Anforderungen an das NOT AUS sind, schnelles sicheres Abschalten, der Schutz der Maschine rückt in den Hintergrund. Allein der Schutz des Anwenders steht im Mittelpunkt. Ein versehentliches Wiedereinschalten muss verhindert werden. Die Quittierung des NOT AUS muss zuvor erfolgen.

Der Maschinensatz ist im Labor „Elektrische Maschinen“ der Hochschule Mittweida im Einsatz, dieses Labor verfügt bereits über eine NOT AUS Schaltung. Somit ist die Anforderung an das Abschalten erfüllt, wenn der Maschinensatz und seine Ansteuerung hinter dem Hauptschalter gesetzt werden, welcher nach dem betätigen des NOT AUS geöffnet wird. Betätigt eine Person das NOT AUS, so wird der Maschinensatz und seine Ansteuerung von der Versorgung abgeschnitten. Alle Schütze werden geöffnet und damit die elektrischen Verbindungen zwischen Maschinensatz und Klemmen gekappt. Der Maschinensatz an sich befindet sich in einem separaten Raum, welcher während der Versuche abgeschlossen ist. Eine Notbremsung ist damit nicht erforderlich.

Die Frage der Quittierung ist damit jedoch nicht gelöst. Einerseits muss ein NOT AUS im Labor durch das heraus ziehen des NOT AUS Schalters und erneutes einschalten des Hauptschalters quittiert werden, andererseits wirft dies die Frage auf, wie die Steuerung auf NOT AUS reagieren soll und kann. Im vorigen Absatz wurde beschrieben, dass die Steuerung hinter dem Hauptschalter sitzt. Dies bedeutet, dass die Steuerung mit der Betätigung des NOT AUS mit ausgeschaltet wird. Die Steuerung wird durch das Wiedereinschalten neu gestartet. Diese weiß jedoch nicht, ob zuvor mittels NOT AUS oder regulär abgeschaltet wurde. Deshalb muss die Steuerung nach dem Start immer von einer kritischen Lage ausgehen. Im ersten Schritt initialisiert die Steuerung alle Schütze, indem sie diese öffnet. Normalerweise sollten alle Schütze durch das NOT AUS abgefallen sein. Allerdings könnte ein Schaltbefehl durch Nichtinitialisierung an die Schütze gesendet werden. Dies wird dadurch verhindert. Im nächsten Schritt wertet die Steuerung die ihr zur Verfügung stehenden Messwerte aus. Dabei ist v.a. die Drehzahl von Interesse. Zum Schutz der Maschinen darf

grundsätzlich nur aus dem Stillstand heraus angefahren werden. Sollte die Synchronmaschine während sie nach einer Notabschaltung austrudelt erneut ans Netz geschaltet werden, können dabei extrem hohe Ströme fließen. Dies kann der Maschine Schaden zufügen. Deshalb setzt der Start eines jeden Anlaufvorganges den Stillstand voraus, d.h. Drehzahl gleich null. Des weiteren sollten alle Schütze offen sein und keine Spannungen an dem Maschinensatz anliegen. Wenn diese Bedingungen erfüllt sind, kann der Start des Anlaufes erfolgen. Damit sind die Wiedereinschaltbedingungen für den Maschinensatz: Stillstand, alle Schütze geöffnet und es liegen keine Spannungen an.

4 Ansteuerung

Auf der einen Seite steht ein Maschinensatz, welche durch einen DSP auf der anderen Seite gesteuert werden soll. Die Schnittstellen zwischen der Steuerung und des Maschinensatzes sind Steuerkreise, welche in der Lage sind Schaltbefehle auszuführen, Messwerte aufzunehmen, Regelgrößen umzusetzen und beliebige Werte dem Anwender zur Verfügung zu stellen. Die Lösung der gestellten Anforderungen werden in den nachfolgenden Unterkapiteln vorgestellt.

4.1 Die Schütze

Während des Anlaufes als auch während des Betrieb ist es notwendig Schaltbefehle ausführen zu können, um bestimmte Schaltzustände zu erreichen. Beispielsweise das Freigeben des Generatorausganges an die Anschlussklemmen.

Diese Schalthandlungen werden innerhalb der Hauptstromkreise durch Hauptschütze realisiert. Jedoch kann der DSP die Hauptschütze nicht schalten, da ihr Schalteingang eine Spannung von 230V bei 50Hz fordert. Das bedeutet, dass ein Schütz erst schaltet wenn 230V angelegt werden. Somit bedarf es mehrerer Schaltebenen, um von den 3,3V (Ausgangsspannung des DSP) bis zu den notwendigen 230V welche ein Hauptschütz schalten. Da eine Vielzahl von Hilfsschützen (24V DC Schalteingang) vorhanden sind, ist es sinnvoller mit diese Hilfsschütze mit MOSFET's zu schalten, anstatt die Hauptschütze direkt mit MOSFET 's, oder IGBT's anzusteuern. Denn diese kleinen MOSFET's kann der DSP direkt schalten, dies wäre bei MOSFET's welche die Hauptschütze direkt schalten nicht der Fall.

Wirft man einen Blick auf die Anzahl der Schalter in den Hauptstrom- und Erregerkreise (Anlagen 1-3), so erkennt man, dass ein Multiplexer zwischen dem DSP und diesen MOSFET 's einzubauen ist, da der DSP nur eine begrenzte Anzahl an Ausgängen zur Verfügung stellt. Die Multiplexfunktionalität wird durch zwei in Reihe geschalteter 8Bit Schieberegister mit Tristate Ausgängen (Schaltkreis 4094N) umgesetzt. Dieser Schaltkreis empfängt über seine drei Eingänge (clock, strobe, data) das Bitmuster nachdem er seine acht Ausgänge setzt. Dabei gilt null gleich LOW und eins gleich HIGH am Ausgang des Schaltkreises. Weiterhin bietet der Schaltkreis 4094 eine Möglichkeit zum Aufbau einer Kaskade. Dies wird in diesem Fall genutzt um 16 Ausgänge ansteuern zu können, wobei jeder einen MOSFET schalten kann. Damit ist

der DSP in Lage durch senden eines 16Bit Word, die Ausgänge der Schieberegister zu ändern und somit den Schaltbefehl über den MOSFET, dem Hilfsschutz ans Hauptschutz zu übermitteln.

Der Schaltplan, welcher der Platine zu Grunde liegt und diese Aufgabe übernimmt, ist in Anlage 18 dargestellt. Die Anforderung eine effiziente Möglichkeit zur Ausführung von Schaltbefehlen zu realisieren ist damit erfüllt.

4.2 Generierung der Erregerströme

Zur Regelung des Maschinensatzes gibt es zwei Stellgrößen, der jeweilige Erregerstrom der betreffenden Maschine. Dabei handelt es sich in beiden Fällen um Gleichströme. Diese müssen bereitgestellt werden und in ihrer Größe variabel sein. Ein PWM-Längsregler ist eine einfach umsetzbare Lösung für dieser Stromregelung. Da die Spannungshöhe konstant ist, wird der fließende Strom über die Länge der Einschaltdauer geregelt. Somit gibt es drei Anforderungen an die Generierung der Erregerströme:

- anpassen der Spannungshöhe
- Gleichrichtung
- anpassen des fließenden Stromes

Die genannten Anforderungen gliedern den Ablauf der Generierung in drei Abschnitte, welche durch einen Transformator, einer Gleichrichtung und einer PWM- Platine nacheinander umgesetzt werden.

Die Spannungshöhe und Leistung der Sekundärseite sind wichtige Parameter eines Transformators. Sie werden benötigt um einen Transformator auswählen zu können. Dabei sind Standartwerte der Sekundärspannung, Leiter-Leiter Spannung, 70V, 110V, 140V, 170V oder 230V. Nach der Spannungsanpassung durch den Transformator erfolgt die Gleichrichtung. Die Gleichrichtung sollte dreiphasig sein, um den Transformator möglichst gleichmäßig zu belasten. Dadurch wird eine übermäßige Magnetisierung in eine Richtung verhindert. Es könnte sonst zu Spannungsspitzen beim nächsten Einschaltvorgang des Transformators als Folge der Ummagnetisierung kommen. Die Gleichrichtung sollte deshalb mit einem ungesteuerte Sechspanplus-Brückengleichrichter (B6U) realisiert werden. Dieser belastet die drei Phasen, betrachtet über eine längere Dauer, gleichmäßig und die Welligkeit der Gleichspannung ist akzeptabel. Eine PWM bedingt eine Impulsbelastung. Dies hat zur Folge dass die Spannung einbrechen kann. Der Einbau eines Zwischenkreiskondensators minimiert das einbrechen der Spannung und verringert gleichzeitig die Welligkeit der Gleichspannung.

Ausgehend von den Standardspannungen der Sekundärseite erhält man nach der B6U, diese bewirkt eine Spannungsveränderung von $\frac{U_{\text{Gleich}}}{U_{\text{Wechsel}}} = 2,34$, folgende mögliche

Gleichspannungen: $U_{\text{Gleich}} = 2,34 \cdot U_{\text{Wechsel}} = 2,34 \cdot \frac{U_{\text{Leiter-Leiter}}}{\sqrt{3}}$

- $U_{\text{Gleich}} = 2,34 \cdot \frac{70\text{V}}{\sqrt{3}} = 94,6 \text{ V}$
- $U_{\text{Gleich}} = 2,34 \cdot \frac{110\text{V}}{\sqrt{3}} = 148,6 \text{ V}$
- $U_{\text{Gleich}} = 2,34 \cdot \frac{140\text{V}}{\sqrt{3}} = 189,1 \text{ V}$
- $U_{\text{Gleich}} = 2,34 \cdot \frac{170\text{V}}{\sqrt{3}} = 229,7 \text{ V}$
- $U_{\text{Gleich}} = 2,34 \cdot \frac{230\text{V}}{\sqrt{3}} = 310,7 \text{ V}$

Der Erregerstrom ist sowohl bei Synchron- als auch bei der Gleichstrommaschine die Regelgröße und somit die Bemessungsgröße für die Auslegung der elektrischen Bauelemente innerhalb der Erregerkreise. Für die Synchronmaschine wird der maximale Erregerstrom auf 20A, im Fall der Gleichstrommaschine auf 5A festgelegt. Mit diesen Stromstärken ist eine Übererregung der jeweiligen Maschine möglich. Dies ist im Fall der Synchronmaschine von besonderer Bedeutung, da ansonsten die V-Kurve nicht vollständig durchfahren werden kann. Ausgehend von Bemessungsstrom, Nennstrom und Nennspannung erfolgt nun die Auswahl der entsprechende Spannungshöhe.

Im Fall der Synchronmaschine ist das Verhältnis zwischen Bemessungsstrom und Nennstrom (20A zu 12,8A) ca. 1,5. Multipliziert mit der Nennspannung ergibt dies eine Spannung von 105,9V. Unterberücksichtigung der oben genannt Standardspannungsebenen fällt die Wahl auf 148,6V, dies entspricht einer Leiter-Leiterspannung von 110V auf der Sekundärseite des Transformators.

Im Fall der Gleichstrommaschine muss vor der Berechnung des Verhältnisses bedacht werden, dass ein Teil des Stromes durch den Entregungswiderstand fließt. Damit ist der eigentliche Erregerstrom kleiner als der Bemessungsstrom von 5A. Dieser Strom kann durch Anwendung des Stromteilers berechnet werden.

$$I_{Real} = \frac{I_{Gesamt}}{\left(\left(\frac{R_{Erregung}}{R_{Entregung}} \right) + 1 \right)} = \frac{5A}{\left(\left(\frac{38,12\Omega}{230\Omega} \right) + 1 \right)} = 4,29 A$$

Das Verhältnis zwischen diesem real fließenden Erregerstrom von 4,29A und dem Nennererregerstrom von 3,3A ist demnach 1,29. Somit ergibt sich eine Bemessungsspannung für die Gleichstrommaschine von 218,4V. Die Wahl fällt somit auf 229,7V, dies bedeutet 170V auf der Sekundärseite des Transformators.

Die Parameter des Transformators stehen damit fest:

- Sekundärseite 1, 3x110/64V AC, 20A, 3810,5VA
- Sekundärseite 2, 3x170/98V AC, 20A, 1472,2VA
- Primärseite, 3x 400/230V AC, 5,3kVA

Damit der fließende Strom in seiner Größe gesteuert werden kann, wird das Verfahren der Pulsweitenmodulation angewendet. In vorliegenden Fall wird dies mit einem Längsregler umgesetzt. Ein Längsregler ist in der Lage durch verändern des Tastverhältnisses, dem Verhältnis zwischen HIGH und LOW Time während einer Periode, die Stromhöhe zu verändern. Die Frequenz wurde mit 10kHz angesetzt. Dies ist gleichzeitig die Frequenz, mit welcher das DSP-Hauptprogramm durchlaufen wird. Höhere Frequenzen verursachen deutlichen höhere Schaltverluste innerhalb des IGBT, welcher die Schaltvorgänge umsetzt. Dadurch werden stärker Kühlmaßnahmen notwendig um die Wärme abzuführen, welche die Schaltverluste verursachen. Die PWM wird durch einen Timer des DSP generiert. Somit muss der Anwender nicht die LOW- Flanke selbst erzeugen, da dies automatisiert umgesetzt wird. Eine Bedingung hierfür ist eine genau Initialisierung der Timer und wird im Kapitel 5 genauer erläutert. Die beiden IGBT's, welche die zwei Ströme steuern, sitzen auf einer selbst entworfenen Leiterplatte. Aktuelle PWM- Module sind oft für Brückenschaltungen ausgelegt, was aber in diesem Fall nicht erforderlich ist. Der Entwurf und die Fertigung der Leiterplatte erfolgte um für diesen Fall ein einfach anzusteuernendes PWM-Modul zu erhalten. Den Schaltplan der Leiterplatte ist in der Anlage 17 dargestellt.

Die gestellten Anforderungen für die Generierung der Erregerströme wurden erfolgreich mit den oben genannten Maßnahmen (Transformator, Sechsplus-Brückengleichrichter und IGBT) umgesetzt.

4.3 Analoge Messgrößen

Die zu messenden Größen können nicht direkt durch einen ADC gemessen werden, da diese außerhalb seiner Parameter liegen. Des weiteren wurde eine hohe Auflösung der Messdaten gefordert. Die Vorgabe der ADC Hardware, welcher zur Wandlung genutzt werden sollte, ist ein AD7606 von Analog Devices. Dieser ADC kann bis zu 8 Kanäle parallel wandeln, er besitzt eine Auflösung von 16 Bit und der erlaubte Bereich der Eingangsspannung beträgt $\pm 10V$. Der ADC sitzt auf einem Evaluation Board, damit ist ein eigenes Layout nicht erforderlich. Das Problem an diesem ADC ist die Anzahl seiner Kanäle, da acht nicht ausreichend sind. Ein ADC mit einer höheren Anzahl an Kanälen trägt jedoch nicht die gewünschte Kosteneffizienz in sich. Es muss eine andere Lösung gefunden werden. Die Anforderung an die Messung von Analogen Werten stehen damit fest:

- geeignete Wandlung, damit der ADC die Messwerte erfassen kann
- ein Multiplexverfahren, um eine höhere Anzahl an Messwerten aufnehmen zu können

Bei der Wandlung von Größen muss nach Spannung oder Strom und Gleich- oder Wechselgrößen unterschieden werden. Für die Messung von Wechsels- und Gleichspannung stehen geeignete Spannungswandler (KSZR 100; 6 KA 9904) zur Verfügung. Diese wandeln ihre Eingangsspannung in eine Ausgangsspannung im Bereich von $\pm 10V$ bzw. 0 bis 10V um. Dies entspricht dem Eingangsbereich des ADC. Zur Wandlung der Phasenströme im Ständer stehen Wechselstromwandler (KS0 52) zur Verfügung. Diese haben einen Stromausgang, dabei beträgt das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom 500/1 bei einer Frequenz von 50Hz. Dieser Ausgangsstrom muss für den ADC in eine Messspannung umgeformt werden. Dazu werden Messwiderstände mit einem Widerstand von 20Ω genutzt. Die Höhe des Widerstandes beruht darauf, dass im Leerlauf und bei $\cos \varphi = 1$ im Ständer der Synchronmaschine ein Strom von unter 10A fließt. Damit ist der Ausgangsstrom des Wandlers nur 0,02A. Diese 0,02A verursachen nach dem Ohmschen Gesetz einen Spannungsabfall von 0,4V über dem Messwiderstand. Wäre der Messwiderstand noch kleiner, würde der Spannungsabfall ebenfalls kleiner ausfallen. Dies erhöht die Anfälligkeit gegenüber Störungen, da diese schnell hohen Einfluss auf die Messung haben können. Wählt man den Messwiderstand zu hoch, kann es dazu kommen, dass große Ströme im Ständer, diese bewirken deutlich höhere Ausgangsströme, einen Spannungsabfall von über 10V an dem Messwiderstand verursachen. Die dann erfassten Messwerte sind unbrauchbar, da Spannung von über 10V abgefangen

werden, um eine Beschädigung des ADC zu verhindern. Zur Messung von Gleichströmen dienen Stromwandler (DHR 100 C10) welche eine Spannung im Bereich von 0 bis 10V ausgeben können. Diese kann der ADC direkt messen.

Die gewünschte Multiplex-Funktion wird mittels Wechselschalter vom Typ MAX333ACPP umgesetzt. Dieser Schaltkreis enthält vier Wechselschalter. Durch den Einsatz von zwei MAX333ACPP können die acht Kanäle des ADC auf 16 Eingänge an den Wechselschaltern multiplext werden. Das Umschalten der Wechselschalter kann der DSP direkt realisieren. Hierzu muss lediglich ein HIGH Signal (3,3V) an die Schalteingänge der MAX333ACPP angelegt werden. Um diese Wechselschalter einzusetzen wurde eine Platine entworfen. Sie enthält die Messwiderstände, die zwei Wechselschalter sowie eine Schutzbeschaltung der Eingänge um Spannungen größer 10V abzufangen, welche den ADC beschädigen könnten. Der Schaltplan dieser Platine ist in der Anlage 18 abgebildet.

Die Anforderung an eine geeignete Wandlung der Messgrößen sowie ein Multiplexverfahren wurden erfüllt.

4.4 Analoge Ausgangsgrößen

Ein schnelles Verfolgen von beliebigen Größen innerhalb des DSP Programms ist innerhalb der Entwicklung notwendig. Diese Größen sollen analog nach Außen getragen werden, damit diese durch ein Oszilloskop dargestellt und ausgewertet werden können. Die Wandlung von digitale in analoge Größe übernimmt ein DAC. Bei dem vorgehenden DAC handelt es sich um einen AD5668 von Analog Devices. Dieser DAC besitzt acht Ausgänge, welche er parallel ansteuert. Die Datenübertragung von DSP zu DAC erfolgt über das seriellen I2S Protokoll. Dies ermöglicht eine hohe Datenübertragung und erfüllt die Anforderung einer schnellen Ausgabe von digitalen Größen. Die Umsetzung innerhalb des DSP Programms ist im Kapitel 5 näher beschrieben.

5 DSP – Digitaler Signal Prozessor

Der Digitale Signal Prozessor ist das Zentrum der Steuerung. Er liest analoge Werte ein, wertet diese aus, erteilt Schaltbefehle und gibt analoge Werte aus. Das Programm des DSP ist in der Programmiersprache C geschrieben.

5.1 Hardware

Der DSP ist ein SHARC ADSP 21469 von Analog Devices. Er sitzt auf einem Evaluationsboard ADSP-21469 EZ-Board, welches ebenfalls von Analog Devices produziert wird. Damit der Programmcode auf den DSP geladen und debuggt werden kann, wird ein Debug Agent Board (ADZS-SADA2-BRD) genutzt.

Die wichtigsten Schnittstellen zwischen dem DSP und der Peripherie sind das Digital Application Interface (DAI), das Digital Peripheral Interface (DPI) sowie die beiden Link Ports (Link Port 0 -1). Dabei stellt das DAI 20 Pins und das DPI 14 Pins zur Verfügung. Die Seriellen Ports (SPORT) werden über das DAI geroutet. Das DPI stellt die Ein- und Ausgänge für die beiden Timer (Timer 0 -1) und Protokolle wie z.B. TWI und UART zur Verfügung. Weiterhin können alle Pins des DAI und DPI über die Signal Routing Unit (SRU) manuell auf HIGH oder LOW gesetzt werden. Die beiden Link Ports verfügen jeweils über acht Datenpins sowie einen Clock- und einen Acknowledgepin.

Damit die in Kapitel 4 beschriebene Peripherie an die Schnittstellen des DSP angeschlossen werden können, wurde eine Adapter Platine gefertigt.

5.2 Software

Der Programmcode wird mit der IDE Visual DSP++ 5.0 erstellt, compiliert und in den DSP geladen. Die IDE ist von Analog Devices und wurde mit dem Ez-Board mitgeliefert.

Die wichtigsten Punkte bei der Entwicklung des Programmes sind die Initialisierung der einzelnen Elemente sowie die funktionellen Programmläufe der einzelnen Programmteile. Eine Besonderheit bei der hardwarenahen Softwareentwicklung ist, dass bei der Kommunikation mit externer Peripherie (ADC, DAC , Schütze) die Kommunikationsprotokolle eingehalten werden müssen. Ansonsten kann es zur Beschädigung der externen Bauelemente kommen.

5.2.1 Timer

Die Timer generieren das Taktsignal der PWM, welches über die IGBT die Größe der Erregerströme bestimmen. Die Frequenz der PWM ist im Vorfeld auf 10kHz festgelegt worden. Diese Frequenz ist groß genug, um Resonanzen innerhalb der Maschine zu vermeiden und klein genug um, einer zu starken thermischen Belastung vorzubeugen. Die fließenden Ströme verursachen bei jedem Schaltvorgang innerhalb der IGBTs Schaltverluste. Wenn die Frequenz zu hoch ist, kann dies zur thermischen Zerstörung der IGBTs führen, da die thermisch Belastung mit der Schaltfrequenz steigt.

Die Initialisierung der Timer erfolgt durch das beschreiben des Control Registers (TMxCTL) des jeweiligen Timer (Timer0 und Timer1):

```
*pTM0CTL = *pTM1CTL = (TIMODEPWM | PULSE | PRDCNT | IRQEN );
```

Das Flag TIMODEPWM lässt die Timer im PWM Modus arbeiten. Durch setzen des PULSE Bits wird die Pulsweite der PWM als HIGH Puls ausgegeben. Mit dem PRDCNT Bit wird eine PWM und nicht nur ein Single Puls erzeugt. Durch setzen des IRQEN Bits generieren die Timer ein Interruptsignal, welches abgefangen werden kann.

Die Periodendauer der PWM wird im TMxPRD Register des jeweiligen Timer abgespeichert. Die nachfolgende Programmzeile setzt eine Periodendauern von 100µs für den Timer 0.

```
*pTM0PRD = 11000;
```

Im TMxW Register wird die Pulsweite des PWM Signals abgelegt. Der Wert innerhalb dieses Registers muss größer null und kleiner dem Wert im zugehörigen TMxPRD Register sein.

Durch setzen des TIMxEN Bit im TMSTAT Register, wird der jeweilige Timer eingeschaltet.

```
*pTMSTAT = (TIM0EN | TIM1EN );
```

Bevor das generierte PWM- Signal die PWM- Platine erreichen kann, müssen die Timerausgänge durch die SRU auf DPI Pins geroutet werden.

```
SRU (TIMER0_O, DPI_PB03_I );
```

```
SRU (TIMER1_O, DPI_PB04_I );
```

Damit die DPI Pins drei und vier als Ausgänge genutzt werden können, müssen ihre Pinbuffer HIGH gesetzt werden.

```
SRU (HIGH, DPI_PBEN03_I );
```

```
SRU (HIGH, DPI_PBEN04_I );
```

Die Interrupts Service Routine (ISR) wird aufgerufen, sobald das zugehörige Interruptsignal von dem Timer gesendet wurde. Durch den Aufruf der Funktion interrupts() erfolgt die Zuordnung zwischen Interruptsignal und Interruptserviceroutine

```
interrupts (SIG_GPTMR0, myTimerISR);
```

Nachdem diese Programmzeile abgearbeitet wurde, wird die Funktion myTimerISR() aufgerufen sobald der Timer0 sein Interruptsignal gesendet hat.

5.2.2 Ansteuerung der Schütze

In Kapitel 4.1 wurde die Hardware beschrieben, welche genutzt wird um Schaltbefehle auszuführen. Die Kommunikation mit den Schieberegister (4094N) wird innerhalb dieses Kapitels beschrieben. Das Datenblatt des 4094N bildet dabei die Grundlage in dem es die Timing Charakteristik² (Abbildung 30) darstellt.

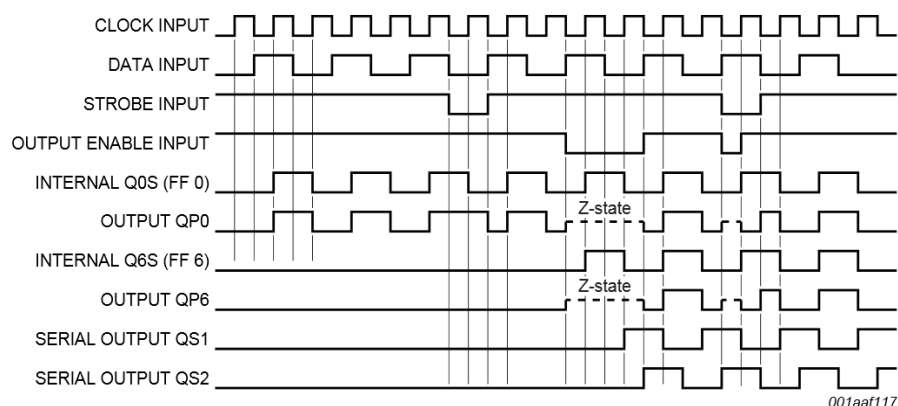


Abbildung 30: Timing Diagramm 4094N

Durch die Hardware ist der OUTPUT ENABLE INPUT immer auf HIGH gesetzt. Anhand des Timing Diagramms wird deutlich, dass der Schaltkreis Dateninput entgegen nimmt, wenn HIGH am STROBE INPUT anliegt und eine LOW → HIGH Flanke am CLOCK INPUT erfolgt. Die Ausgänge des Schaltkreises werden geschaltet, wenn ein LOW Pegel an STROBE anliegt und eine LOW → HIGH Flanke an der CLOCK stattfindet. Die Analyse des Timing Diagramms ermöglicht das Aufstellen eines Funktionsablaufplanes, um einen Schaltbefehl an das Schieberegister zu übermitteln.

Der DSP hat drei Verbindungen zum 4094N (CLOCK, STROBE, DATA). Bevor die Kommunikation starten kann, müssen alle drei Pegel LOW sein. Zum Start der Datenübertragung wird STROBE HIGH gesetzt. Im nächsten Schritt wird ein 16Bit Word übertragen. Dabei wird zu erst der gewünschte Datenpegel gesetzt, danach wird der CLOCK Pegel von LOW auf HIGH umgeschaltet. Nachdem eine kurze Zeit gewartet wurde, wird dieser Pegel wieder LOW geschaltet. Danach kann das nächste Bit gesendet werden, indem dieser Ablauf wiederholt wird. Wenn alle 16Bit übertragen wurden, wird STROBE LOW gesetzt. Zum Abschluss der Kommunikation erfolgt ein letzter LOW HIGH LOW Wechsel am CLOCK Pegel um die Ausgänge des 4094N zuschalten.

5.2.3 Ausgabe über DAC

Eine wichtige Anforderung an die Software und Hardware ist die Ausgabe von analogen Größen über einen DAC. Die Datenübertragung vom DSP zum DAC erfolgt über das I2S Protokoll. Der geforderte Ablauf (Abbildung 31³) ist im Datenblatt des DAC dargestellt.

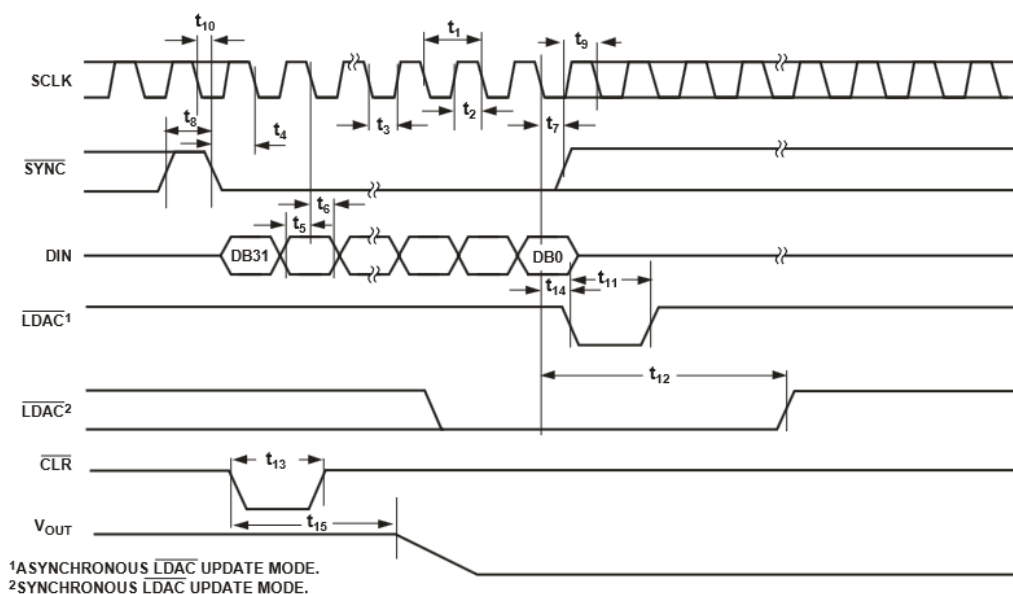


Abbildung 31: Timing Diagramm des DAC AD 5668

Die SPORT's des DSP können das I2S Protokoll selbstständig umsetzen. Im Vorfeld muss eine Initialisierung durch das Beschreiben des Control Registers des entsprechend Ports (SPCTLx) erfolgen.

```
*pSPCTL0 = (SPEN_A | SLEN31 | MSTR | OPMODE | SPTRAN );
```

Die Bedeutung der gesetzten Bits sind folgende:

- SPEN_A → es wird der Kanal A des SPORT genutzt
- SLEN31 → die zu übertragende Bitlänge minus eins
- MSTR → der DSP generiert das Clocksignal selbst
- OPMODE → das I2S Protokoll wird genutzt
- SPTRAN → der SPORT ist Sender des Signals

Bevor das generierte Protokoll erreicht werden kann, müssen die entsprechenden Signale durch die SRU an das DAI geroutet werden.

```
SRU(SPORT0_FS_O, DAI_PB08_I );//SYNC, SPORT0_FS_O -> DAC_SYNC
```

```
SRU(SPORT0_DA_O, DAI_PB07_I );//DATA, SPORT0_DA_O -> DAC_DIN
```

```
SRU(SPORT0_CLK_O, DAI_PB09_I );//CLK, SPORT0_CLK_O -> DAC_SCLK
```

Damit ist die Initialisierung abgeschlossen. Durch das Beschreiben des Senderegister des Kanal A vom SPORT0 (TXSP0A) wird die Kommunikation gestartet. Sie erfolgt danach automatisiert.

Innerhalb des zusendenden 32Bit Word (Abbildung 32⁴) wird der Befehl, der Kanal und der auszugebende analog Wert übertragen. Im Datenblatt des DAC ist dieses 32Bit Word genauer beschrieben.

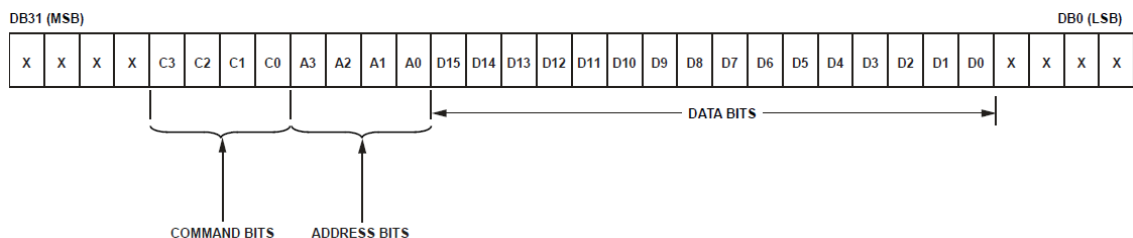


Abbildung 32: 32Bit Eingangsword des DAC

Die Command Bits und Address Bits werden im Datenblatt auf Seite 22 genauer erläutert.

Damit der DAC einen Wert auf seinen Kanal A ausgibt, wird folgende Zeile ausgeführt.

```
*pTXSP0A = ((( data & MAX16BIT) << 4) | DAC_KANAL_A);
```

Die Variable data enthält den auszugebende Wert. In der Konstante DAC_KANAL_A ist der Befehl und die Adresse des Kanal A abgelegt. Die Ausgabe über den DAC kann somit erfolgen.

5.2.4 Einlesen mittels ADC

Die Messung von Spannung, Strom und Drehzahl ist notwendig damit die Regelung korrekt arbeiten kann. Dabei wandelt die Elektronik die verschiedenen Messgrößen in eine jeweilige Messspannung um. Diese kann der ADC einlesen und als digital Wert ausgeben. Die Ansteuerung des ADC und das Empfangen des Wertes sind die Aufgaben, die in diesem Kapitel beleuchtet werden.

Das Datenblatt des ADC bildet hierbei die Grundlage für die Initialisierung, zum Start der Wandlung und dem Auslesen der Daten. In Abbildung 33⁵ und 34⁵ sind die geforderten Pegel dargestellt, damit die Initialisierung und der Start der Wandlung erfolgen kann. Der ADC verlangt einen einmaligen RESET HIGH Impuls bevor die erste Wandlung durchgeführt wird. Damit ist die Initialisierung des ADC abgeschlossen. Die Wandlung wird durch einen LOW Impuls von CONVST A und CONVST B gestartet. Diese beiden Eingänge des ADC sind durch die Hardware verbunden. Damit startet die Wandlung der acht analogen Eingänge des ADC gleichzeitig. Während der ADC die analogen Werte wandelt, ist der Pegel des BUSY Ausgang HIGH gesetzt. Nachdem die Wandlung abgeschlossen wurde, fällt der Pegel wieder auf LOW.

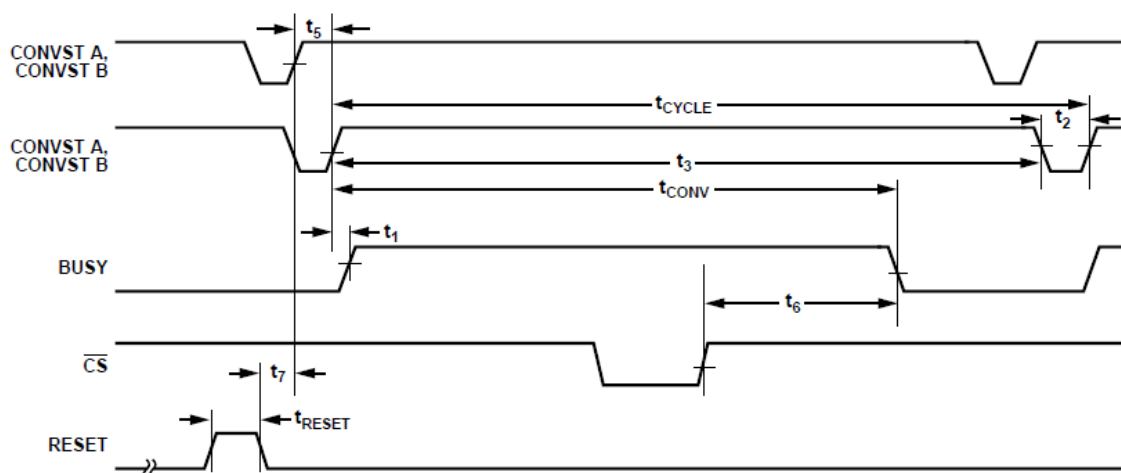


Abbildung 33: ADC Timing, Initialisierung und Start der Wandlung

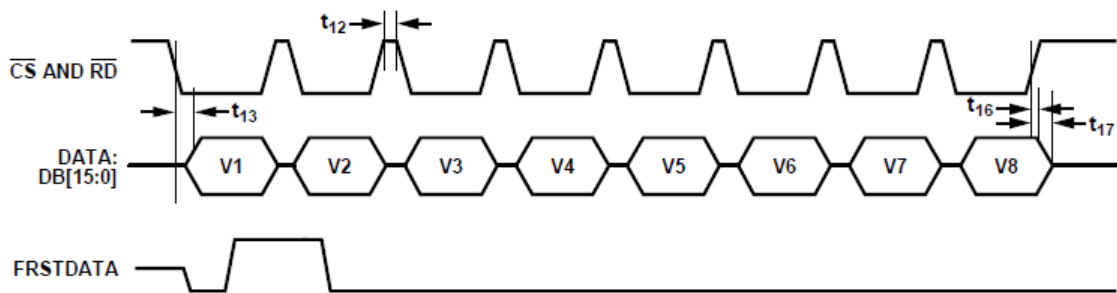


Abbildung 34: ADC Timing, Auslesen der digital Werte

Nachdem die Wandlung beendet ist, können die acht digitalen Werte ausgelesen werden. Der ADC besitzt eine Auflösung von 16Bit. Diese 16Bit werden beim Auslesen parallel übertragen. Damit der ADC seine DATA Ausgänge ansteuert, benötigt er ein Taktsignal über dem CS und RD Eingang. Der DSP nutzt seine DAI und DPI Ausgänge um die Eingänge des ADC anzusteuern. Die Daten des ADC werden über die Link Ports eingelesen.

Zur Initialisierung wird demnach ein kurzer HIGH Impuls auf den RESET Eingang gesendet. Danach werden CONVST A, CONVST B, CS, RD und SCLK Eingänge HIGH gesetzt. Die beiden Link Ports (0 und 1) des DSP müssen als Empfänger initialisiert werden.

Damit die Wandlung startet, wird ein kurzer LOW Impuls auf die CONVST A und CONVST B Eingänge gesendet. Der DSP wartet solange bis der BUSY Ausgang des ADC wieder auf LOW gefallen ist. Damit die gewandelten Daten der acht Kanäle übertragen werden können muss, der DSP acht Taktpulse auf den CS und RD Eingang des ADC und der LCLK0 und LCLK1 Pins des DSP senden. Der LCLKx Pin ist der Takteingang des jeweiligen Link Port. Nach jedem einzelnen Taktimpuls muss das Leseregister des Link Port (RXLBx) ausgelesen werden. Da dies sich wie ein Schieberegister von 8Bit Breite und einer Tiefe von 1Bit verhält.

Die Initialisierung und Aktivierung der Link Ports erfolgt durch das Beschreiben ihrer Link Port Control Registers (LCTL0 und LCTL1).

```
*pLCTL0 = (LEN );
```

```
*pLCTL1 = (LEN );
```

Die Link Ports werden einzig eingeschaltet, da sie keine Interruptsignale und keine Daten senden sollen. An dieser Stelle tritt ein Problem auf. Während der Pegel des LCLK1 Pin auf LOW bleibt, steigt der Pegel des LCLK0 Pins auf HIGH an und hält diesen. Dadurch der Takteingang des Link Port0 dauerhaft HIGH ist, ist es nicht

möglich ein Taktsignal an diesen zu senden. Die Folge ist, dass der Link Port0 keine LOW – HIGH Flanken erkennt und somit keine Daten einliest. Deshalb können nur Daten über den Link Port1 empfangen werden. Die Datenübertragung ist damit unvollständig und es können vorerst keine analogen Werte eingelesen werden.

5.2.5 Der Programmablauf

Das Hauptprogramm des DSP ist das Ergebnis der bisherigen Arbeit. Es steuert den Maschinensatz durch das Schalten von Schützen und dem Einspeisen von Erregerströmen. Da keine analogen Werte eingelesen werden können, ist die vollständige Automatisierung nicht möglich. Der Anwender muss das Programm steuern. Damit ergeben sich andere Anforderungen an das Programm. Es muss dem Anwender die möglichen Funktionen aufzeigen und diesen Eingaben ermöglichen. Die Kommunikation zwischen dem DSP und dem Anwender erfolgt über die Debuggingsschnittstelle.

Das Programm besteht aus drei Teilen, der Initialisierung, den Timern und dem Hauptteil, in welchem die Anlage gesteuert gefahren wird. Während der Initialisierung werden die in den Kapiteln 5.2.1 bis 5.2.3 beschriebenen Schritten ausgeführt. Die Timer generieren das PWM – Signal, welches den jeweiligen Erregerstrom steuert. Innerhalb des Hauptteils wird der Anlaufvorgang des Maschinensatzes, das Freigeben des Generatorsausganges, die Vorgabe der Timer sowie der Ausschaltvorgang umgesetzt.

Nachdem die Initialisierung abgeschlossen ist, stellt das Hauptmenü dem Anwender folgende Auswahlmöglichkeiten zur Verfügung:

- a. Start des Anlaufes
- b. Erregung der SM einstellen
- c. Erregung der GSM einstellen
- d. Generatorsausgang freigeben
- e. Aus

Wird eine Option gewählt, so wird gefragt ob diese ausgewählte Option wirklich ausgeführt werden soll. Somit werden versehentliche Falscheingaben verhindert. Danach leitet das Programm den Anwender durch die auszuführenden Schritte. Dabei gibt das Programm den aktuellen Vorgang aus, z.B. schalten eines Schützes und erwartet vom Anwender eine Bestätigung. Erfolgt diese Bestätigung nicht wird der Vorgang abgebrochen.

Ist die Option „Start des Anlaufes“ ausgewählt worden, so werden folgende Schritte ausgeführt:

- Einschalten der Lüfter (K12), 230V Leiter-Leiter an die SM schalten (K1 und K2)
- Frage an den Anwender ob, dies erfolgreich ausgeführt wurde
- Wenn JA, dann umschalten auf 400V Leiter-Leiter (K2 auf, K3 zu)
- Frage an den Anwender, ob dies erfolgreich ausgeführt wurde
- Wenn JA, dann einschalten der SM- Erregerschütze für Polung I (K5, K9, K10)
- Frage an den Anwender, ob dies erfolgreich ausgeführt wurde
- Wenn Ja, dann wird das Tastverhältnis der SM-PWM auf 10% angehoben und ein Erregerstrom in die Synchronmaschine eingespeist
- Frage an den Anwender, ob Polung korrekt
- Wenn Ja, dann ist der Anlauf fertig
- Wenn nein, umpolen, dann Herunterfahren des Erregerstroms
- Frage an den Anwender, ob der Strom abgesenkt wurde
- Wenn Ja, dann umpolen (K10 auf K11 zu)
- Frage an den Anwender, ob die Schütze geschaltet haben
- Wenn Ja, dann erneutes hochfahren des Erregerstroms auf 10%
- Frage an den Anwender ob Polung korrekt
- Wenn Ja, dann ist der Anlauf abgeschlossen
- Wenn Nein, dann Abbruch

Sollte innerhalb dieses Anlauf der Anwender eine Frage mit „nicht erfolgt“ beantworten, so wird der Anlaufvorgang sofort abgebrochen.

Die Einstellung der beiden Erregerströme erfolgt durch folgende Schritte:

- Abfragen der neuen prozentualen Erregung (0 – 100%)

- Abgleichen, ob die Eingabe im genormten Bereich ist, wenn Ja, wird dieser Prozentsatz mit dem maximalen Wert verrechnet und ins TMxW Register des entsprechen Timers geschrieben

Ist die Option „Generatorausgang freigeben“ gewählt, so wird zuerst der Strang über den Vorwiderstand freigeben. Nachdem dies vom Anwender bestätigt wurde, wird dieser Vorwiderstand gebrückt.

Hat der Anwender die „Aus“ Option gewählt, so erfolgt ein kontrollierter Ausschaltvorgang mit folgenden Schritten:

- Herunterfahren des GSM Erregerstroms (Ausschalten der PWM)
- Frage an den Anwender, ob dies erfolgt ist
- Wenn Ja, aufschalten des Erregerschützes und der Ankerschütze (K6, K7, K8)
- Frage an den Anwender, ob dies erfolgt ist
- Wenn Ja, herunterfahren der SM Erregung
- Frage an den Anwender, ob dies erfolgt ist
- Wenn Ja, öffnen aller Schütze

Sobald alle Schütze geöffnet sind, ist der Maschinensatz freigeschaltet. Damit ist der Ausgangszustand wiederhergestellt. Der Maschinensatz trudelt einige Sekunden aus, in dieser Zeit darf nicht wieder eingeschaltet werden. Dies muss der Anwender beachten, da der DSP die aktuelle Drehzahl nicht einlesen kann. Hat der Maschinensatz den Stillstand erreicht, kann dieser erneut hochgefahren werden.

6 Das Fazit

Das Problem während des Einlesens der analogen Werte verhindert ein optimales Ergebnis. Dennoch wurden zahlreiche Aufgaben erfüllt. Der asynchrone Hochlauf der Synchronmaschine wurde erfolgreich umgesetzt. Der Aufbau der Schützsicherungen und deren Ansteuerung durch den Digitalen Signale Prozessor ist erfolgt. Sowohl die Synchron- als auch die Gleichstrommaschine können gesteuert gefahren werden. Der DSP ist in der Lage, digitale Werte durch Einsatz eines DAC dem Anwender zur Verfügung zu stellen.

Die Problematik während der Erfassung der analogen Werte hat erheblichen Einfluss auf die Steuerung. Diese ist dadurch nicht in der Lage, den aktuellen Zustand des Maschinensatz zu erfassen, auszuwerten und Abweichungen auszuregeln. Das Ziel der Spannungsregelung wurde damit verfehlt.

Der Anwender ist durch den Ausfall einer selbstständigen Regelung gezwungen die Erregerströme selbst anzupassen. Der Betrieb der Anlage wird durch diese gesteuerte Fahrweise gewährleistet.

Das Ergebnis der Fehler- und Einflussanalyse sind der Einbau eines Ein- und Ausschaltwiderstandes, eines Stützkondensators und eines Varistors. Dadurch wurde die Sicherheit des Anwenders und der Schutz der Maschine deutlich erhöht. Da ein NOT-AUS Konzept vorhanden ist, wurde dies nicht beibehalten. Die Wiedereinschaltkriterien wurden definiert: Stillstand, kein Schütz geschlossen. Die Überwachung der Schaltschrankklemmen kann nicht durchgeführt werden. Grund dafür ist wiederum die Problematik beim Einlesen der analogen Werte.

Die zentrale Aufgabe der Arbeit war die Bereitstellung einer leistungsstarken Gleichspannungsquelle. Dieses Ziel wurde erreicht. Der Anwender kann den Maschinensatz steuern und eine Gleichspannung im Bereich eines Lithium-Ionen Akkumulators abrufen. Der Betrieb eines Antriebsmotors an dieser Quelle ist dadurch möglich.

Die nächsten Ausbaustufen der Anlage können damit formuliert werden. Das Einlesen von analogen Werten realisieren. Erst dadurch kann die Spannungsregelung umgesetzt werden. Der Einbau von Drehreglern und eines Displays erleichtern dem Anwender die Bedien- und Beobachtung der Anlage. Die Überwachung der Schaltzustände kann nach erfolgter Realisierung der Auswertung von analogen Werten ebenfalls umgesetzt werden.

Literaturverzeichnis

FISCHER, Rolf (2006): Elektrische Maschinen, 13. Auflage

ANALOG DEVICES, Inc. (2013): ADSP - 214xx SHARC® Processor Hardware Reference, Revision 1.1

ANALOG DEVICES, Inc. (2012): ADSP - 21469 EZ-Board® Evaluation System Manual, Revision 1.1

ANALOG DEVICES, Inc. (2012): Data Sheet AD7606/AD7606-6/AD7606-4, Revision C

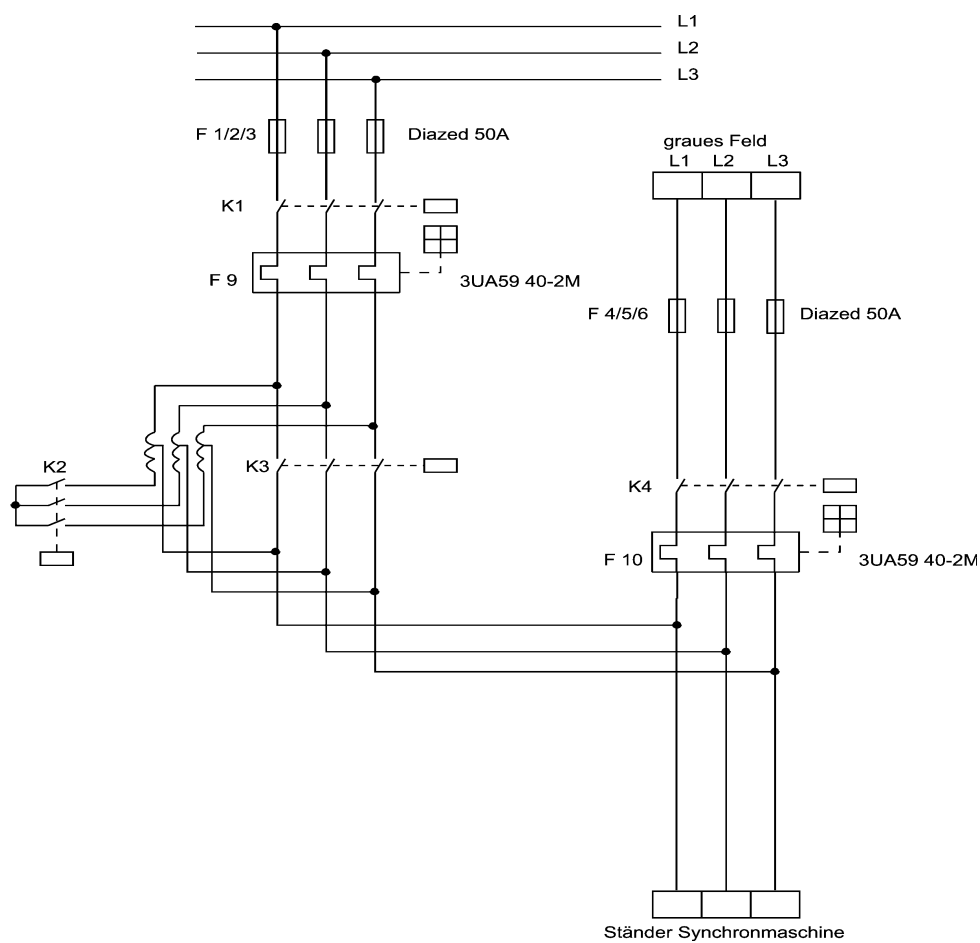
ANALOG DEVICES, Inc. (2013): Data Sheet AD5628/AD5648/AD5668, Revision G

NXP B.V. (2012): 74HC4094; 74HCT4094, 8-stage shift-and-store bus register, Revision 6

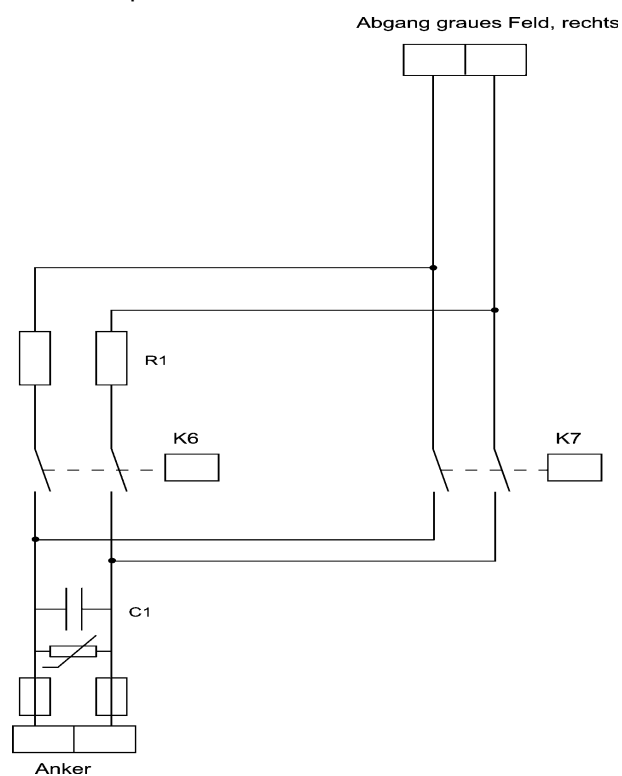
Anlagen

Anlage 1:	Hauptstromkreis der Synchronmaschine	XIII
Anlage 2:	Hauptstromkreis der Gleichstrommaschine	XIII
Anlage 3:	Schaltplan der Erregerkreise	XIV
Anlage 4:	Schaltplan der Simulation mit 22Ω Last	XIV
Anlage 5:	Schaltplan der Simulation mit $7,5\Omega$ Last und $100\mu\text{F}$ Kondensator	XV
Anlage 6:	Schaltplan, Simulation einer ohmschen Last bei 400V	XV
Anlage 7:	Schaltplan, Simulation einer ohmschen Last bei 400 mit Vorwiderstand	XVI
Anlage 8:	Schaltplan, Simulation einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator	XVI
Anlage 9:	Schaltplan, Simulation einer motorischen Last bei 400V	XVII
Anlage 10:	Schaltplan, Simulation einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand	XVII
Anlage 11:	Schaltplan, Simulation einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator	XVIII
Anlage 12:	Schaltplan, Simulation einer kapazitiven Last bei 400V	XVIII
Anlage 13:	Schaltplan, Simulation einer kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand	XIX
Anlage 14:	Schaltplan, Simulation einen kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator	XIX
Anlage 15:	Schaltplan, Simulation einer motorisch kapazitiver Last bei 400V	XX
Anlage 16:	Schaltplan, Simulation einer motorisch kapazitiver Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator	XX
Anlage 17:	Schaltplan, PWM - Platine	XXI
Anlage 18:	Schaltplan, Ausgangsstufenplatine	XXI
Anlage 19:	Schaltplan, Wandlereingangsplatine	XXII

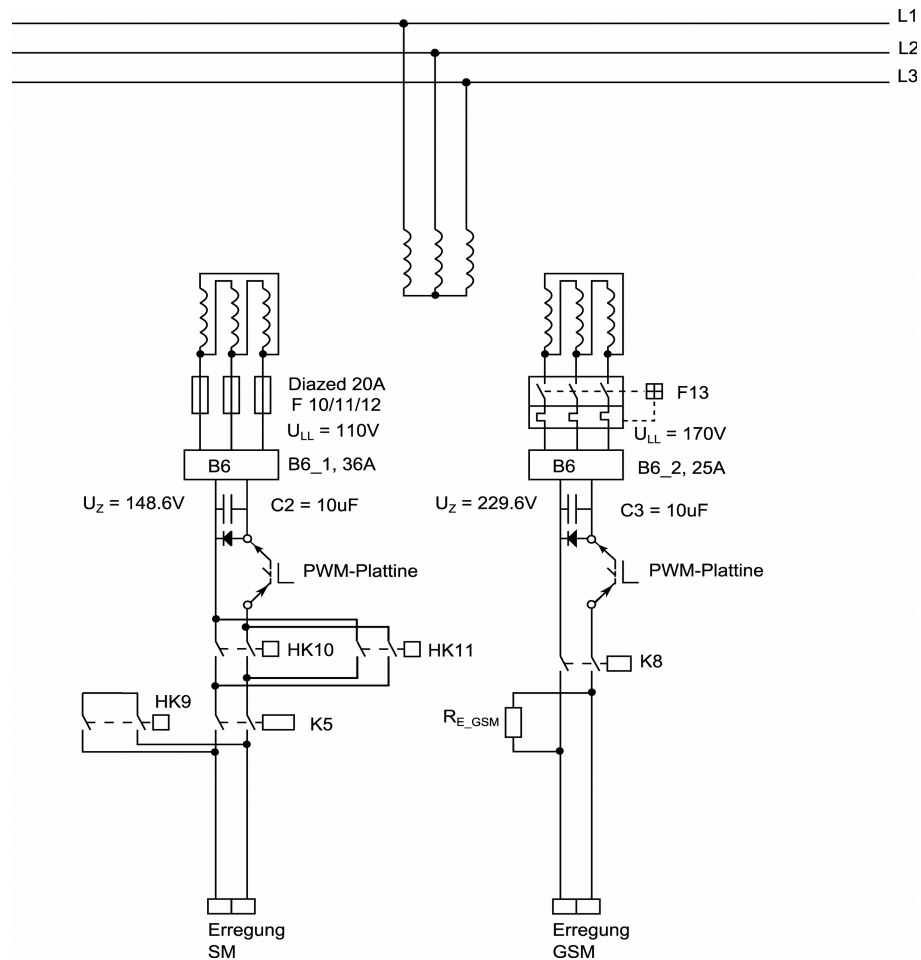
Anlage 1: Hauptstromkreis der Synchronmaschine



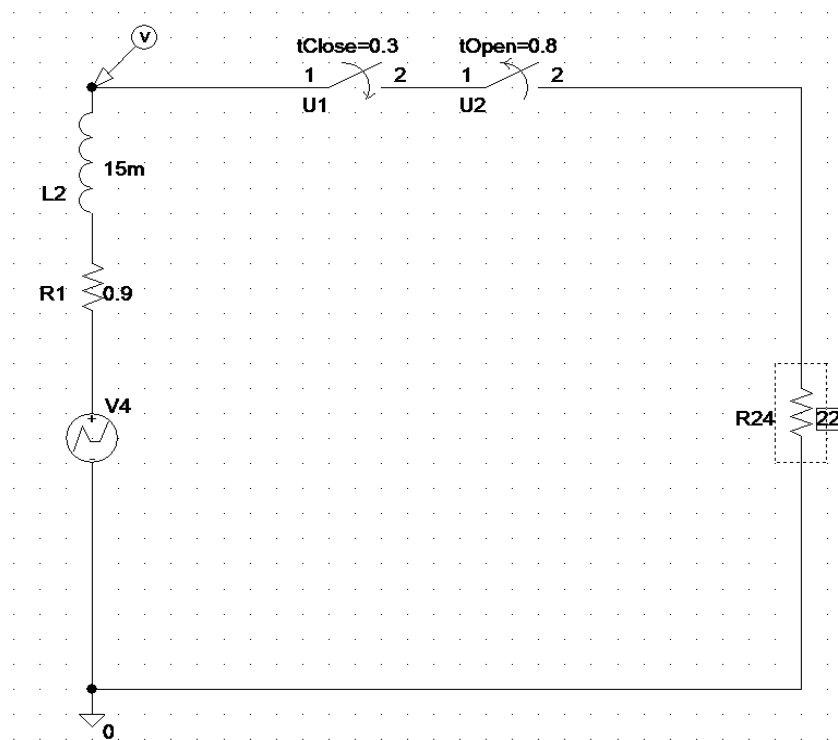
Anlage 2: Hauptstromkreis der Gleichstrommaschine



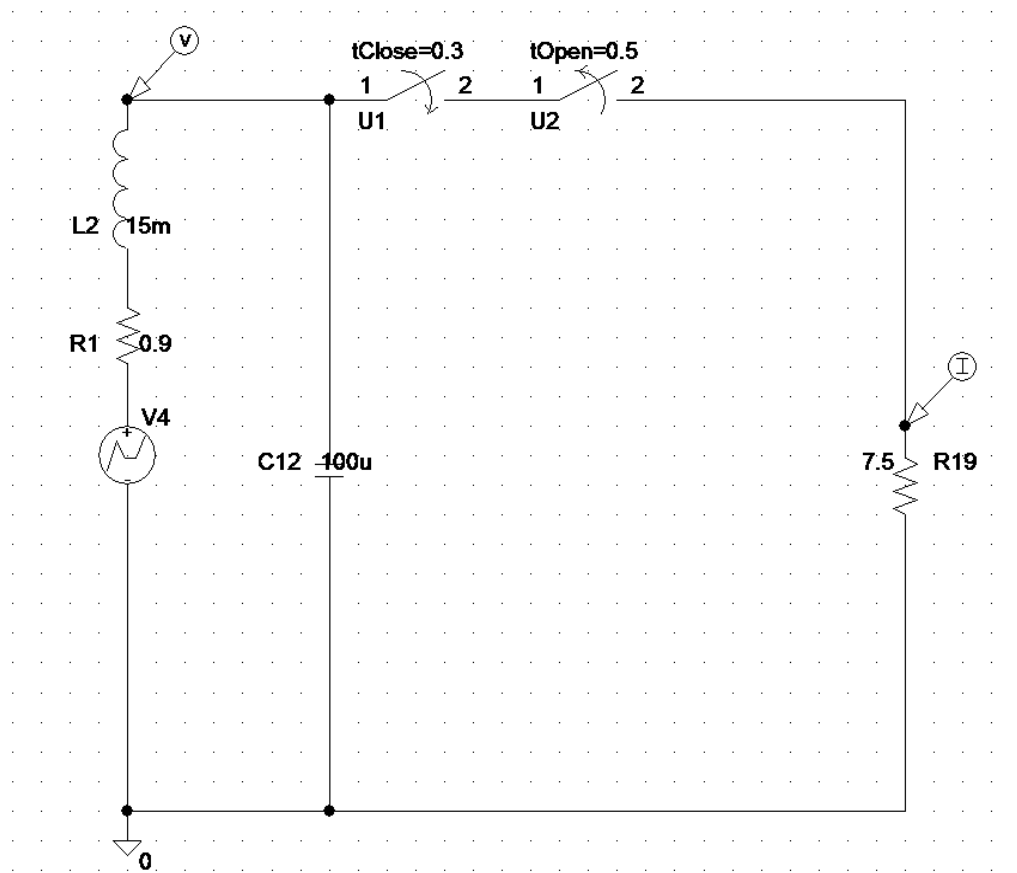
Anlage 3:: Schaltplan der Erregerkreise



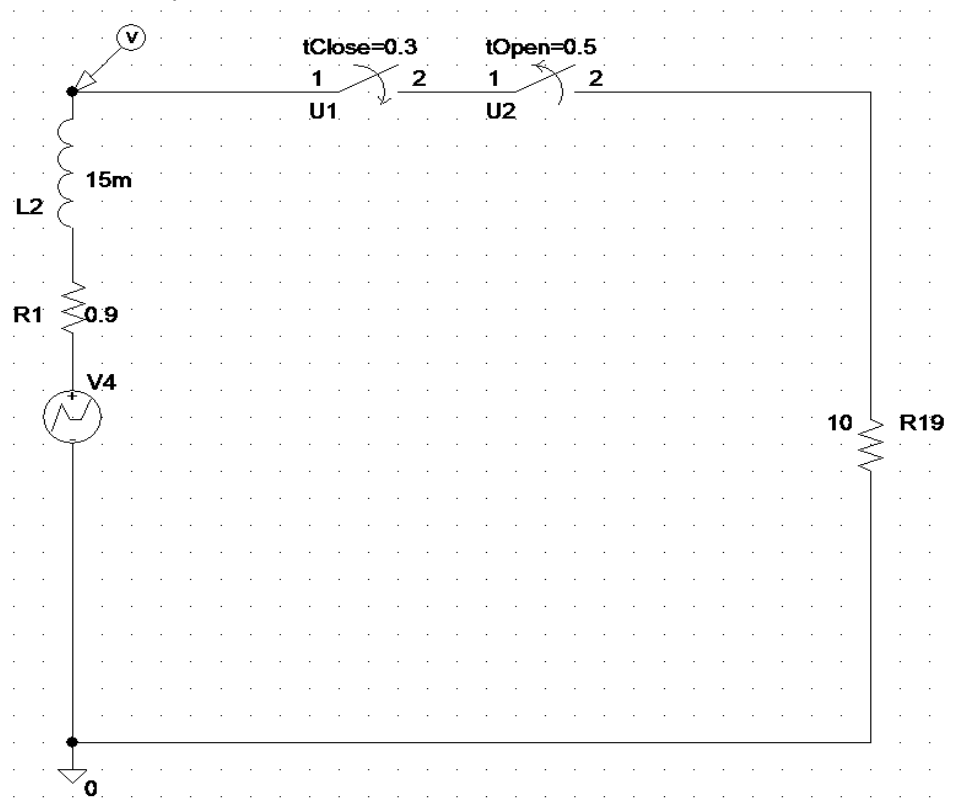
Anlage 4: Schaltplan der Simulation mit 22Ω Last



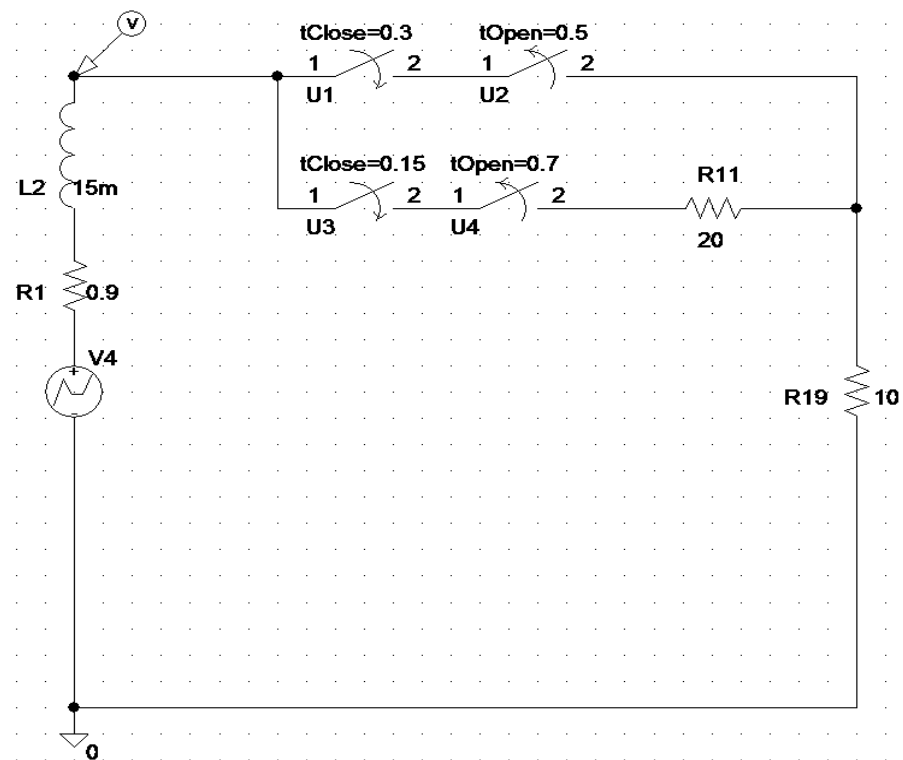
Anlage 5: Schaltplan der Simulation mit $7,5\Omega$ Last und $100\mu\text{F}$ Kondensator



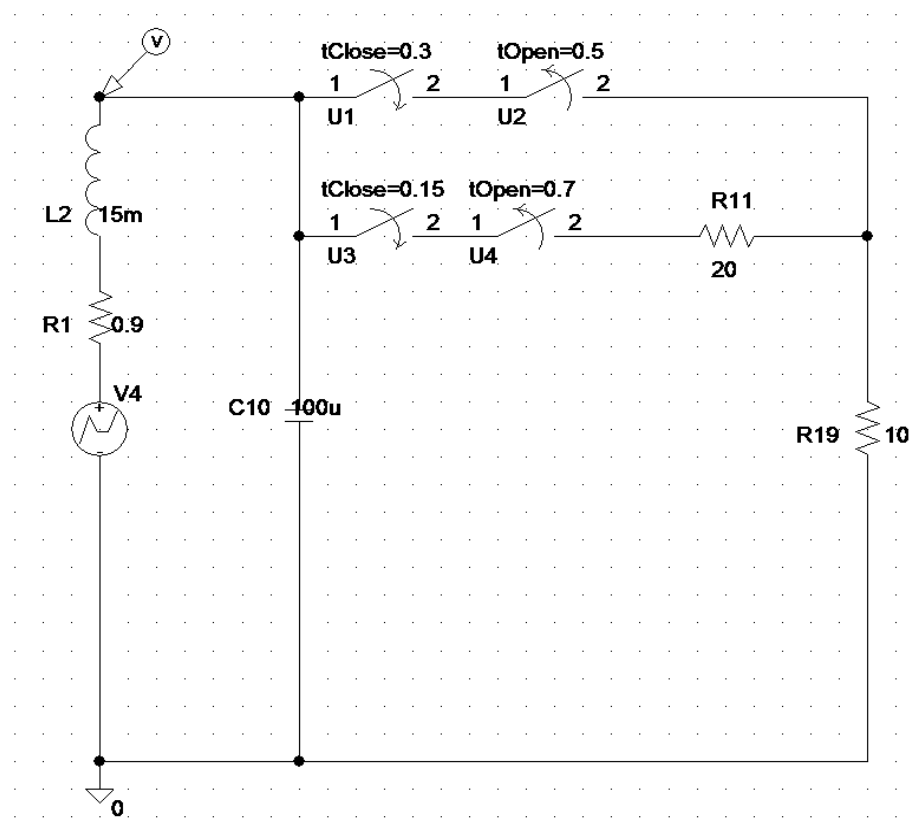
Anlage 6: Schaltplan, Simulation einer ohmschen Last bei 400V



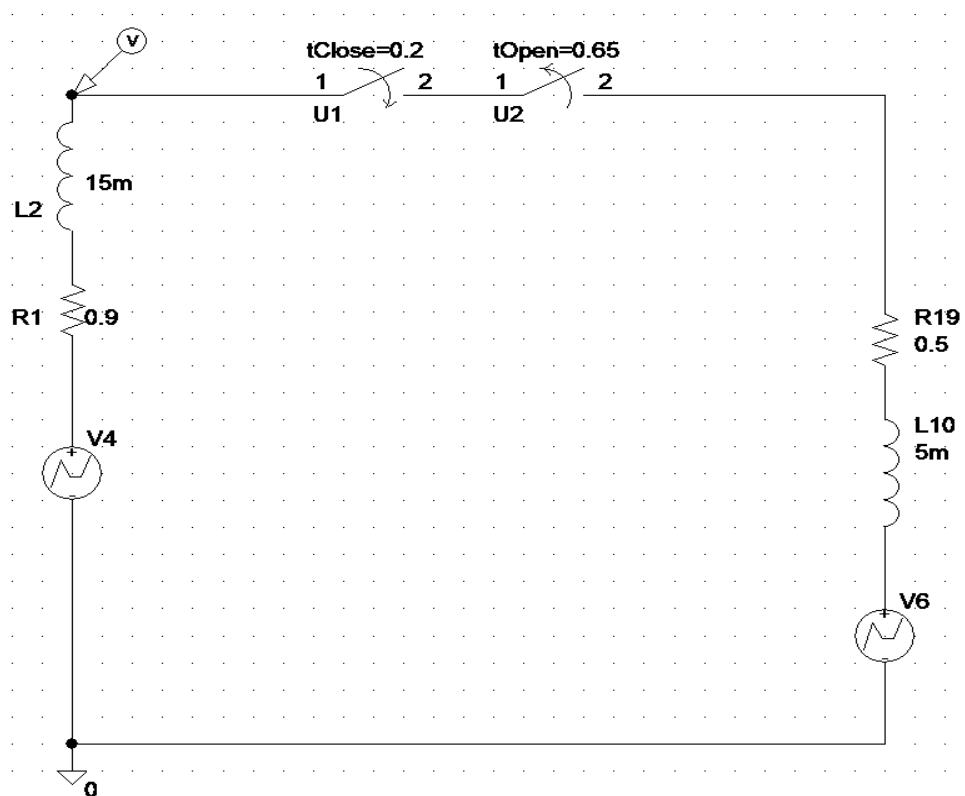
Anlage 7: Schaltplan, Simulation einer ohmschen Last bei 400 mit Vorwiderstand



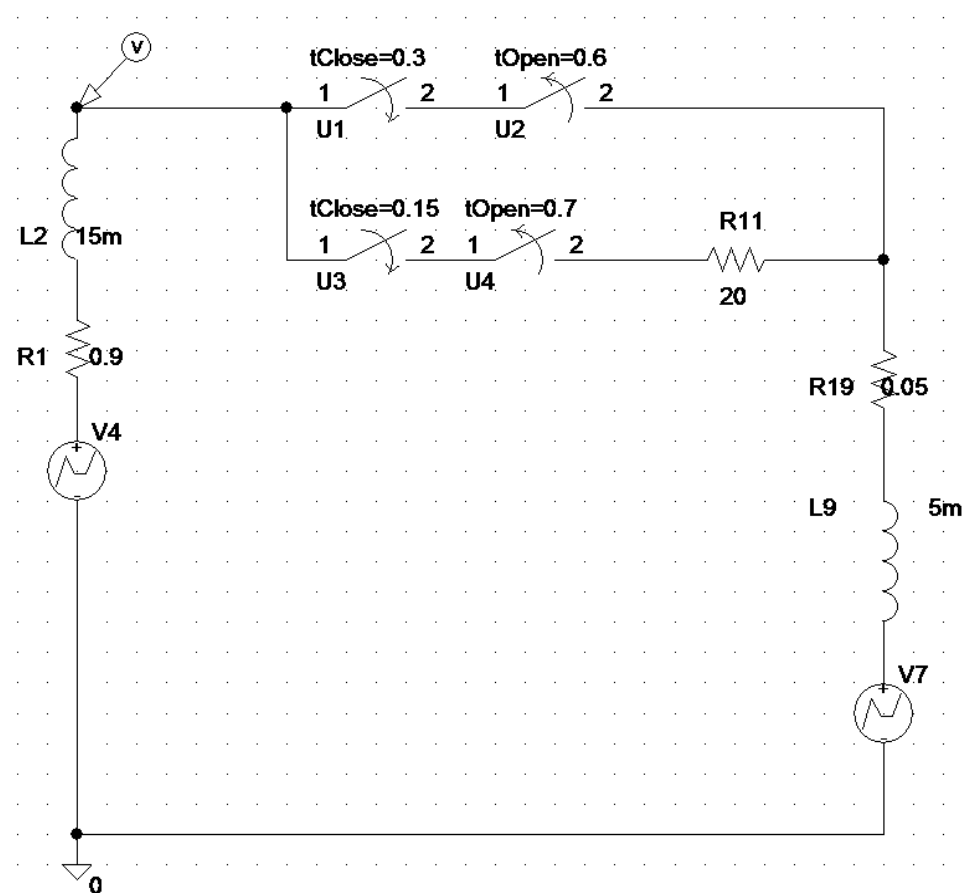
Anlage 8: Schaltplan, Simulation einer ohmschen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator



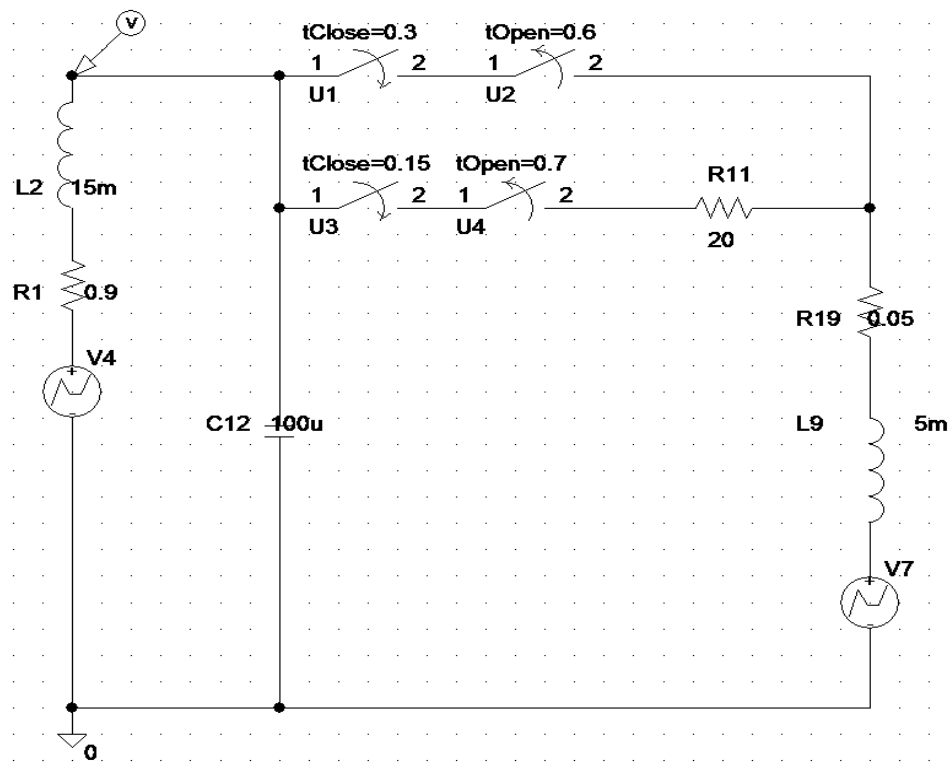
Anlage 9: Schaltplan, Simulation einer motorischen Last bei 400V



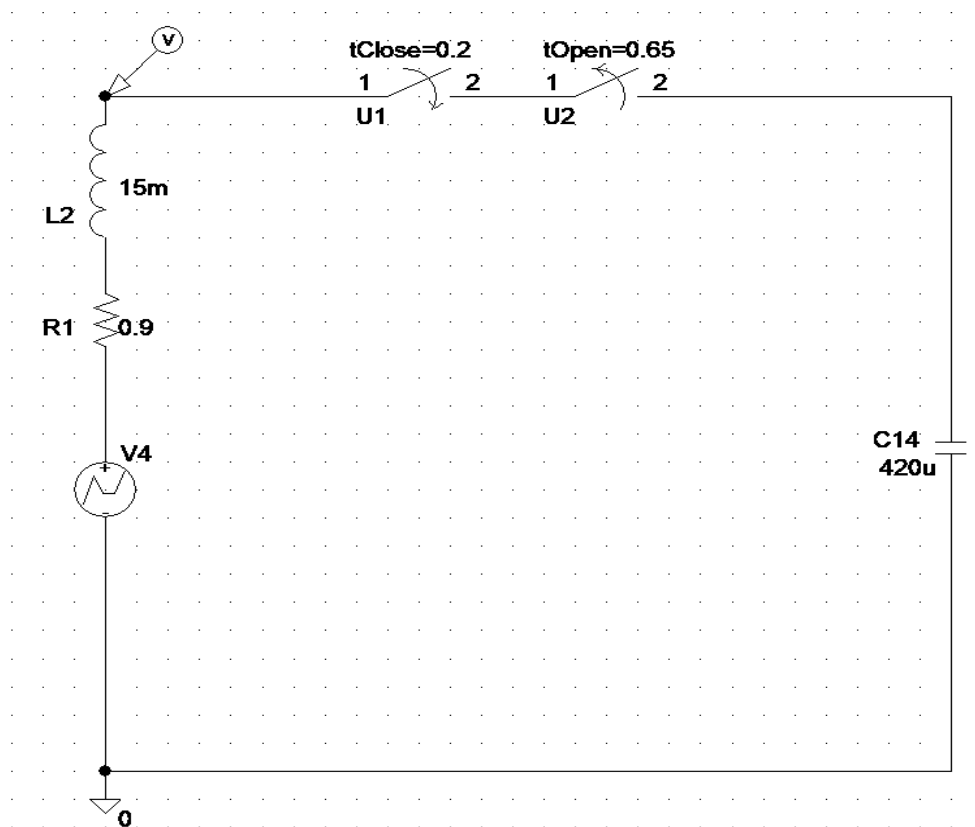
Anlage 10: Schaltplan, Simulation einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand



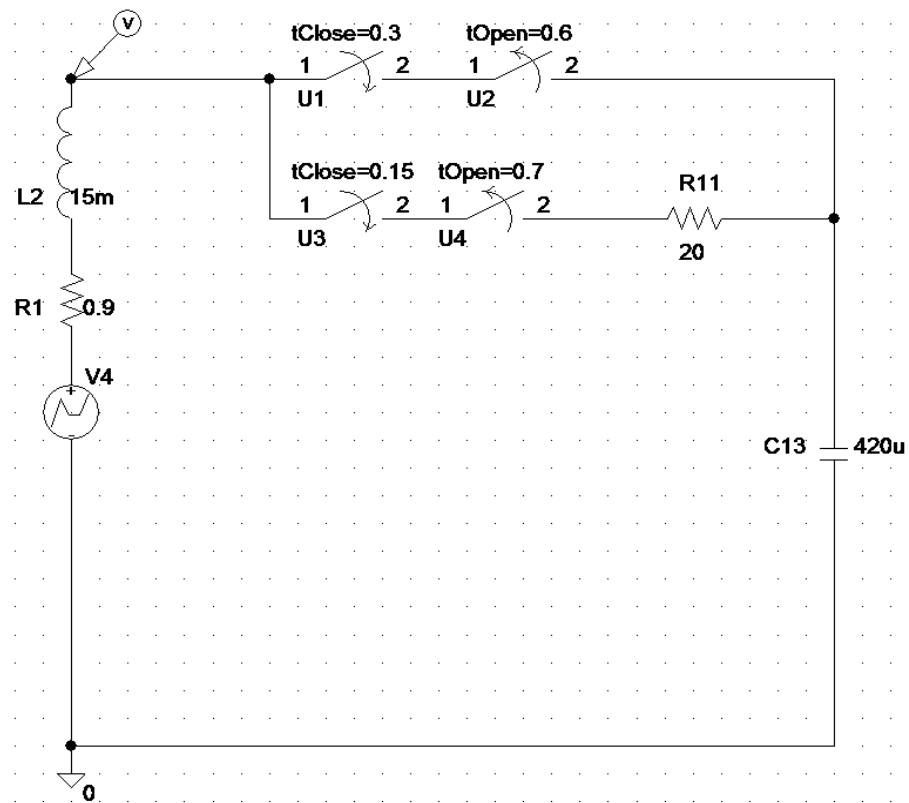
Anlage 11: Schaltplan, Simulation einer motorischen Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator



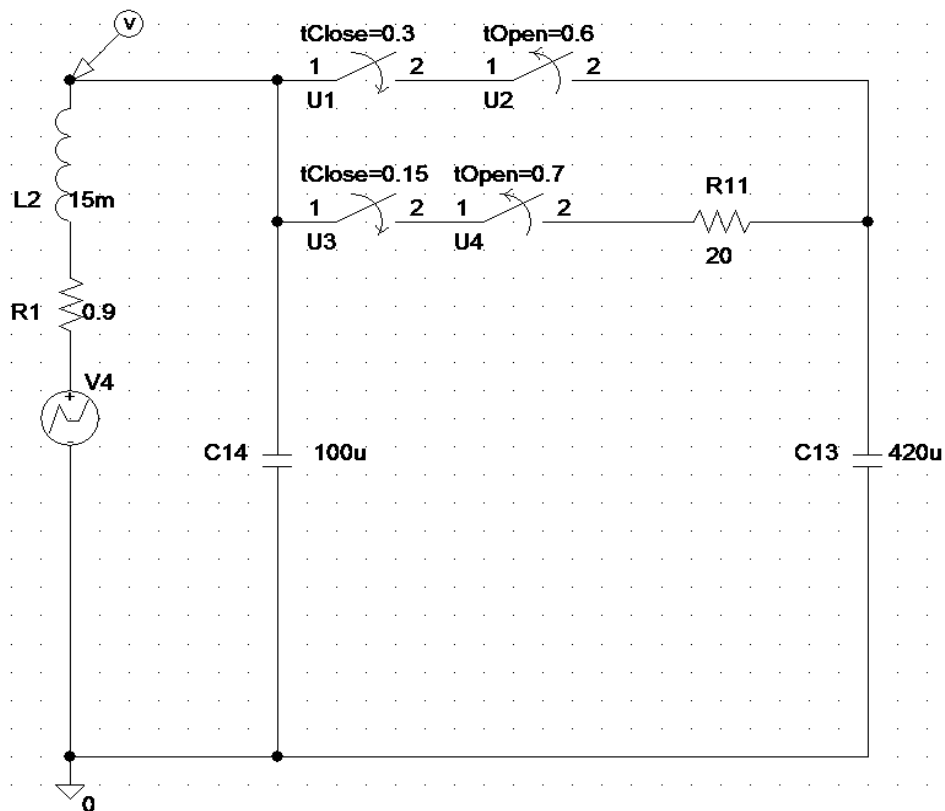
Anlage 12: Schaltplan, Simulation einer kapazitiven Last bei 400V



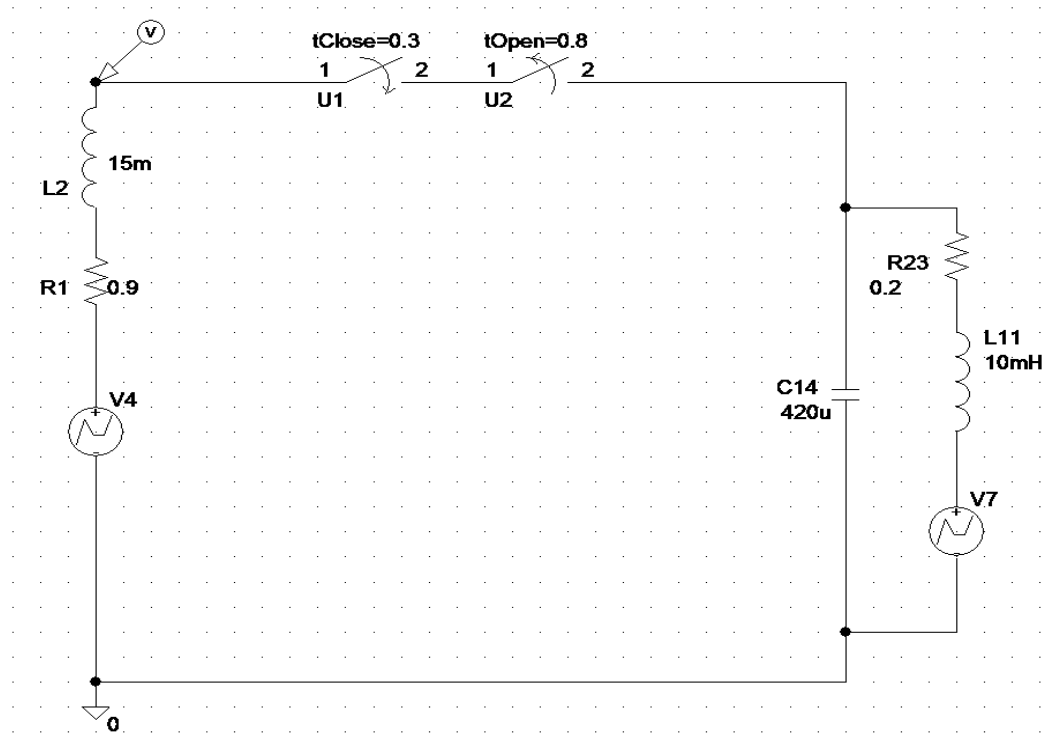
Anlage 13: Schaltplan, Simulation einer kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand



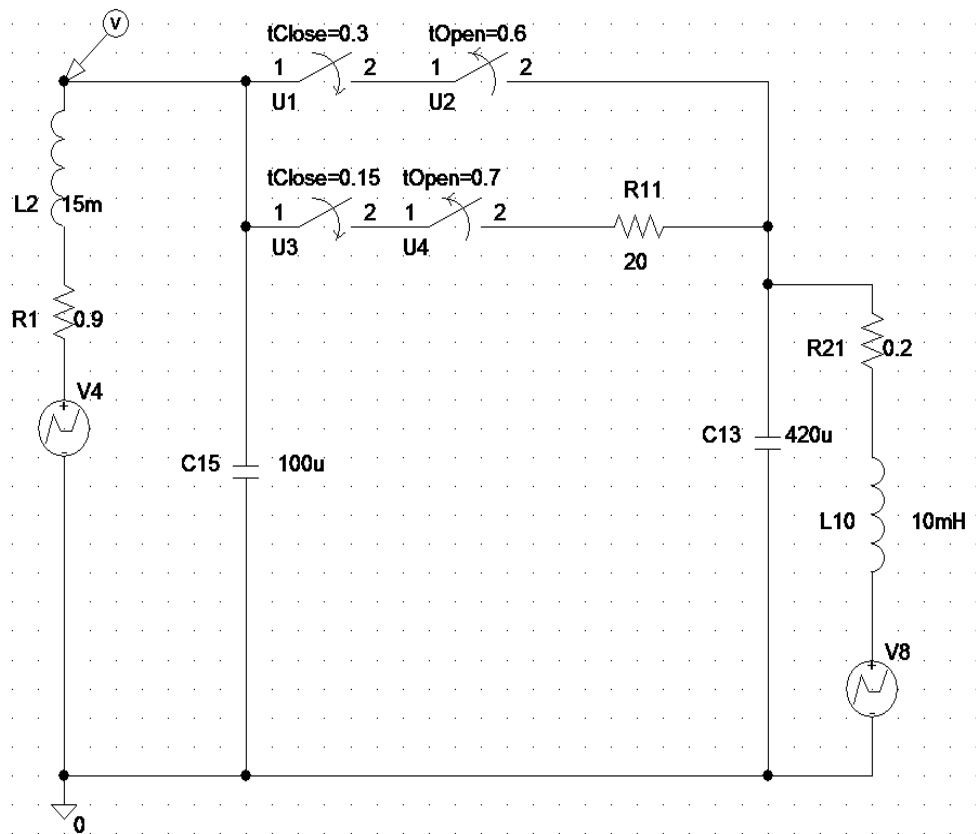
Anlage 14: Schaltplan, Simulation einen kapazitiven Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator



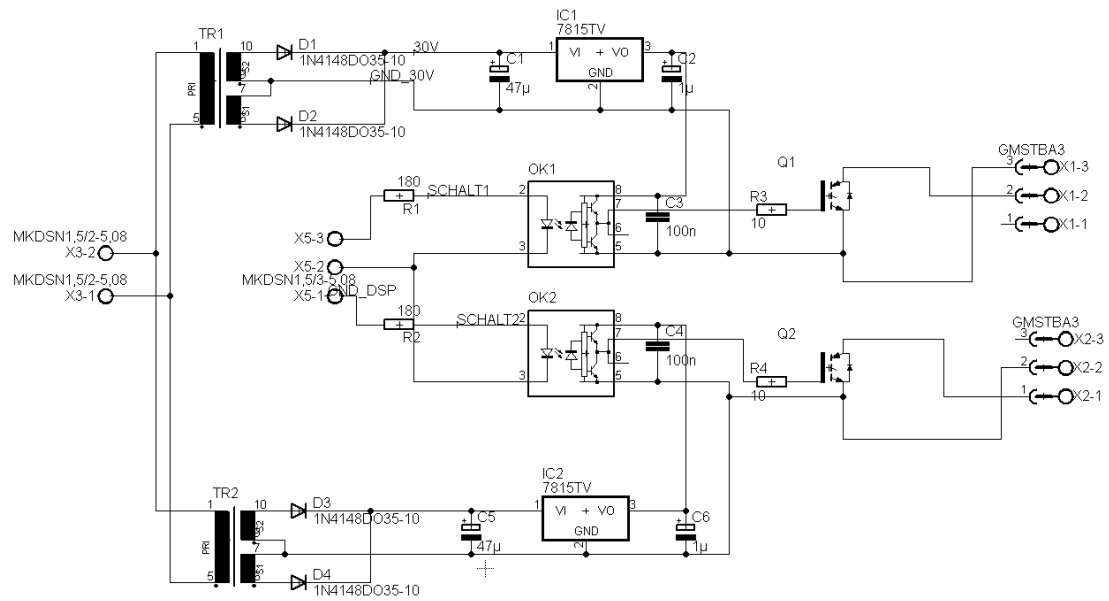
Anlage 15: Schaltplan, Simulation einer motorisch kapazitiver Last bei 400V



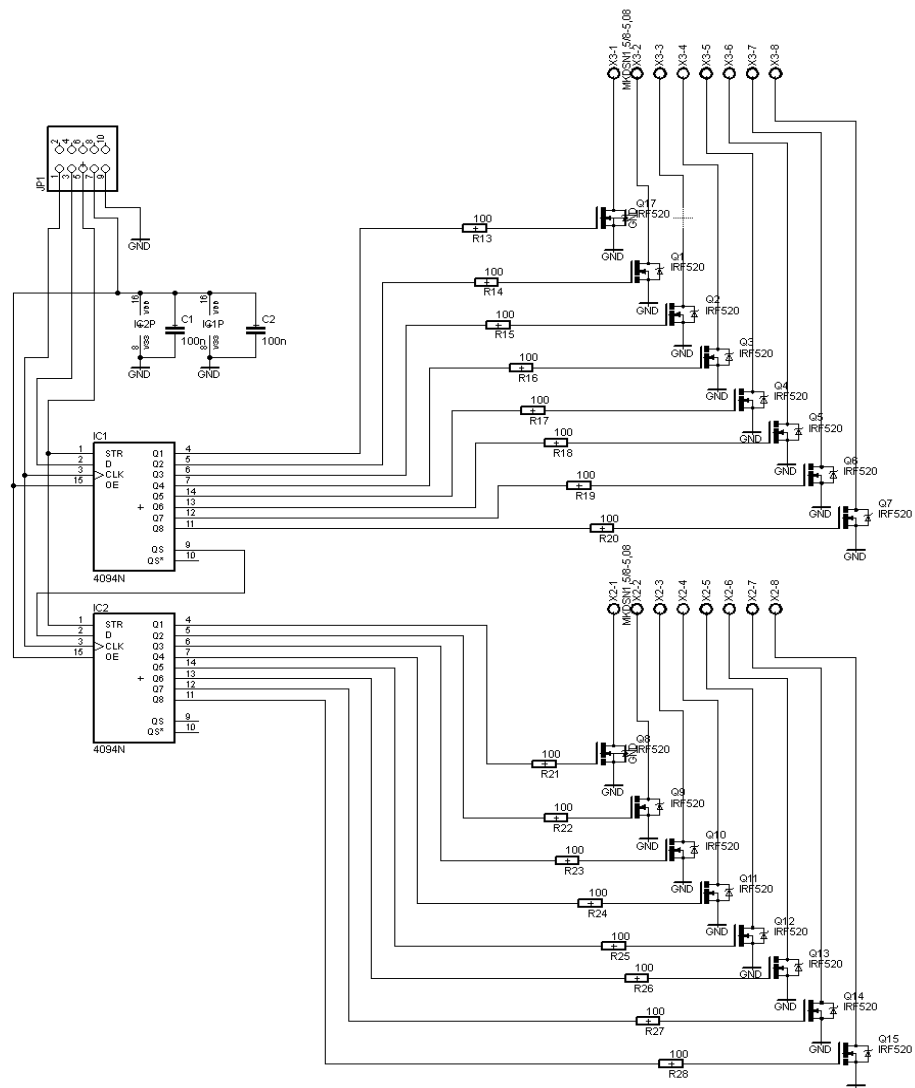
Anlage 16: Schaltplan, Simulation einer motorisch kapazitiver Last bei 400V mit Vorwiderstand und Kondensator



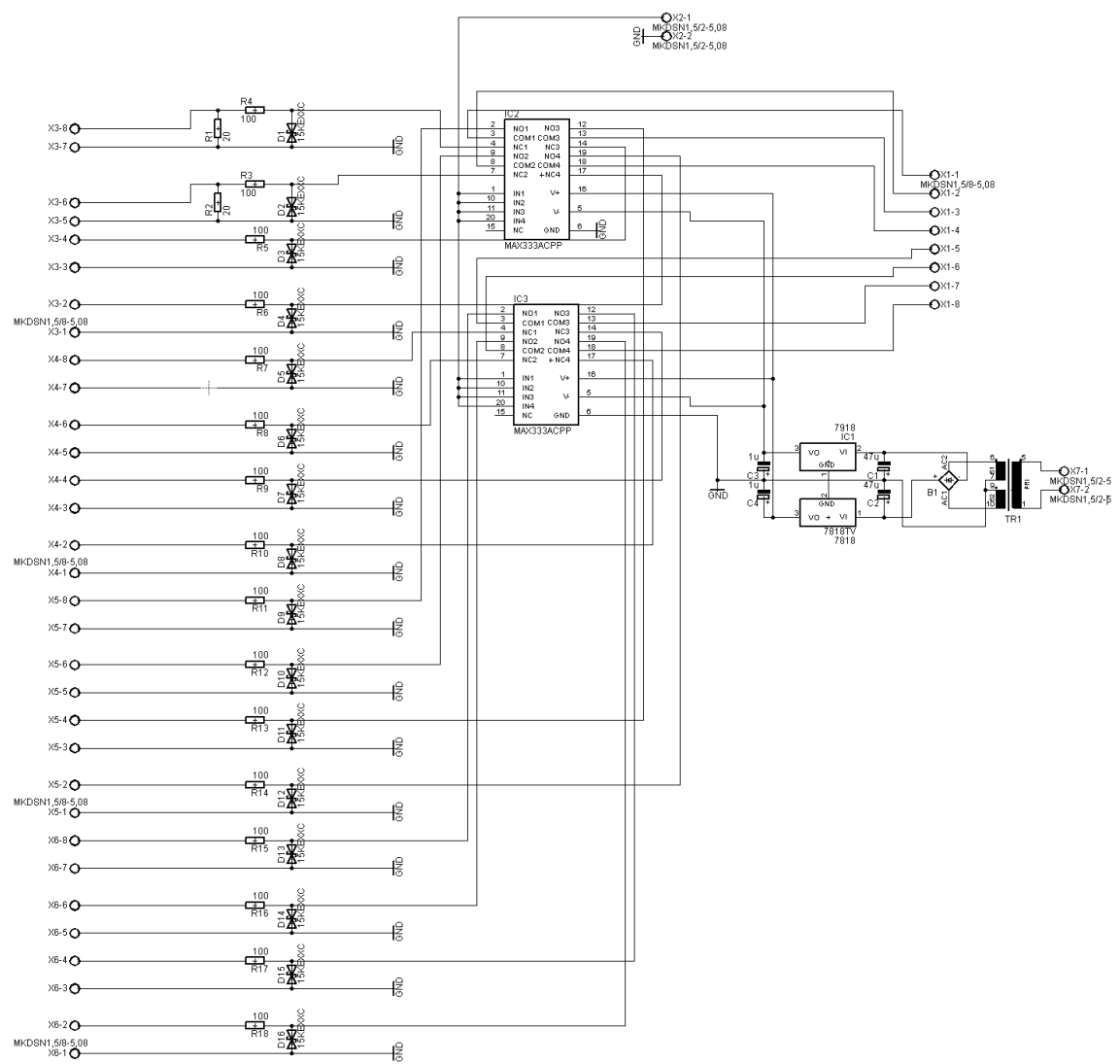
Anlage 17: Schaltplan, PWM - Platine



Fehler: Referenz nicht gefunden Fehler: Referenz nicht gefunden



Fehler: Referenz nicht gefunden Fehler: Referenz nicht gefunden



Eigenständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe. Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht. Diese Arbeit wurde in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Mittweida, den 24. Januar 2014

Dirk Berschin